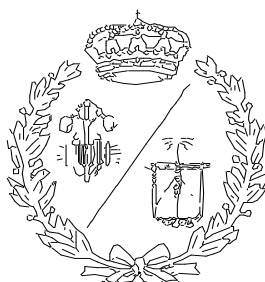


**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**DISEÑO DE CONVERTIDOR CON DOBLADOR
DE CORRIENTE Y RECTIFICACIÓN SÍNCRONA
PARA LA CARGA DE BATERÍAS LiFePO_4
(Converter design with current-doubler and
synchronous rectification for LiFePO_4 battery
charging)**

Para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA EN
TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES**

Autor: Pablo Argos Cobo

Febrero - 2019

DOCUMENTO 1

INDICE

Índice de documentos

1- Índice.....	3
2- Introducción y objetivos.....	13
3- Memoria.....	28
4- Anexos.....	93
5- Planos.....	112
6- Presupuesto.....	114
7- Conclusiones.....	118
8- Bibliografía.....	120

Índice de apartados

1- Introducción y objetivos.....	13
1.1- Antecedentes.....	13
1.2- Las baterías.....	14
1.2.1- Historia de las baterías.....	14
1.2.2- Tipos de baterías.....	16
1.2.3- Características de las baterías.....	17
1.2.4- Baterías de plomo-ácido.....	18
1.2.5- Baterías de níquel-cadmio.....	20
1.2.6- Baterías de níquel-hidruro.....	21
1.2.7- Baterías de ion-litio (LiCoO ₂).....	21
1.2.8- Baterías de ion-litio (LiFePO ₄).....	22
1.2.9- Baterías de polímero de litio.....	23
1.2.10- Tabla resumen baterías y sus características.....	24
1.3- Objeto del proyecto.....	25
2- Especificaciones de diseño.....	26
2.1- Inversores.....	27
2.1.1- Inversores medio puente.....	29
2.1.2- Inversor puente completo.....	29
2.1.3- Inversor resonante clase E.....	30
2.2- Control y regulación de inversores.....	31
2.2.1- Control de tensión de entrada.....	32
2.2.2- Control de la frecuencia de conmutación de los transistores.....	32
2.2.3- Control por deslizamiento de fase.....	32
2.2.4- Control por modulación de ancho de pulso (PWM).....	33
2.2.5- Control por modulación de densidad de pulsos (PDM).....	34
2.3- Modos de funcionamiento del inversor resonante.....	35
2.3.1- Modo ZVS (conmutación a tensión cero).....	35
2.3.2- Modo ZCS (conmutación a corriente cero).....	36
2.3.3- Modo ZVS-ZCS (conmutación mixta).....	37

2.4- Parámetros de control del inversor y modos de funcionamiento.....	38
2.5- Rectificadores.....	39
2.5.1- Monofásico de media onda.....	39
2.5.2- Monofásico puente.....	40
2.5.3- Trifásico de media onda.....	40
2.5.4- Trifásico puente.....	41
2.5.5- Rectificador síncrono.....	41
3- Diseño del sistema.....	44
3.1- Estudio de soluciones.....	44
3.1.1- Control de frecuencia en inversores resonantes.....	44
3.2- Método de carga de baterías LiFePO ₄	46
3.3- Modelo de la batería.....	48
3.4- Convertidor resonante L_ C_(P) C_(S) de dos etapas.....	49
3.4.1- Etapa de inversor resonante.....	52
3.4.2- Intensidades de los lados de CA y CC.....	53
3.4.3- Variación del factor de calidad.....	54
3.4.4- Rendimiento del convertidor.....	55
3.5- Modelo del cargador.....	58
3.5.1- Modelo de la batería.....	58
3.5.2- Modelo del convertidor.....	58
3.6- Simulaciones.....	59
3.6.1- Simulaciones cargador sin rectificación síncrona I_Bat(máx) ($\Psi=0$).....	59
3.6.2- Simulaciones cargador con rectificación síncrona.....	63
3.7- Criterios para la elección del microcontrolador.....	69
3.7.1- Velocidad del microcontrolador.....	70
3.7.2- Número de entradas y salidas.....	70
3.7.3- Número de temporizadores.....	71
3.7.4- Salidas PWM.....	71
3.7.5- Conversor Analógico/Digital.....	71
3.7.6- Elección del microcontrolador.....	71
3.8- Diseño e implementación del cargador.....	74

3.8.1- Conexiones básicas del microcontrolador.....	74
3.8.2- Conexiones de entrada/salida del microcontrolador.....	74
3.8.3- Diseño del circuito de control.....	75
3.9- Programación del microcontrolador.....	76
3.9.1- Herramientas software y elección de lenguaje.....	76
3.9.2- Programación del Arduino.....	78
3.9.3- Estructura del programa.....	82
3.9.4- Estrategia de programación.....	84
4- Implementación física.....	86
4.1 – Montaje.....	87
4.2- Protocolo de pruebas.....	88
4.2.1- Comportamiento del circuito en el estado CC-I.....	88
4.2.2- Comportamiento del circuito en el estado CC-II.....	90
5- Resultados obtenidos.....	91
6- Anexos.....	93
6.1- Código diseñado en Arduino IDE.....	93
6.2- Extractos de hojas de características.....	107
7- Planos.....	112
8- Presupuesto.....	114
8.1- Mano de obra directa.....	114
8.2- Coste de materiales.....	114
8.4- Puesto de trabajo.....	115
8.4- Costes indirectos.....	116
8.4.1- Mano de obra indirecta.....	116
8.4.2- Gastos generales.....	116
8.3.3- Gastos sociales.....	116
8.2- Presupuesto total.....	116
9- Conclusiones.....	118
10- Bibliografía.....	120

Índice de figuras

Fig. 1: Pila de Volta.....	14
Fig. 2: Batería de Edison.....	15
Fig.3: Clases de baterías.....	16
Fig.4: Construcción de una batería de plomo-ácido.....	18
Fig. 5: Sulfatación.....	19
Fig. 6: Desulfatación.....	19
Fig.7: Capacidad útil batería plomo-ácido.....	20
Fig.8: Capacidad útil batería LiFePO ₄	22
Fig.9: Baterías LiFePO ₄ para vehículos eléctricos.....	23
Fig.10: Comparativa de diferentes tipos de baterías [9].....	24
Fig.11: Inversor medio puente y sus señales [12].....	29
Fig.12: Inversor puente completo y sus señales [12] Fig.13: Inversor resonante clase E y señales [12].....	30
Fig.14: Configuraciones LC serie, LC paralelo y LCC paralelo [12].....	31
Fig.15: Formas de onda de un inversor puente completo con control de fase [12]...33	
Fig.16: Control por modulación de ancho de pulso [12].....	34
Fig.17 y 18: Control por modulación de densidad de pulsos [12].....	35
Fig.19: Modo de conmutación ZVS del inversor puente completo [12].....	36
Fig.20: Modo de conmutación ZCS del inversor puente completo [12].....	37
Fig.21: Modo de conmutación ZVS-ZCS del inversor puente completo [12].....	37
Fig.22: Efecto de la frecuencia de conmutación sobre el modo de operación del inversor [12].....	38
Fig.23: Rectificador monofásico media onda y sus señales [13].....	39
Fig.24: Rectificador monofásico puente y sus señales [13].....	40
Fig.25: Rectificador trifásico media onda y sus señales [13].....	40

Fig.26: Rectificador trifásico puente y sus señales [13].....	41
Fig.27: Rectificador síncrono autoexcitado y sus señales [15].....	42
Fig.28: Estructura de un inversor resonante.....	44
Fig.29: Señales de mando en CC-II para $I_{\text{máx}}$	47
Fig.30: Valores experimentales de corriente y tensión de la batería durante la carga rápida.....	47
Fig.31: Modelo Batería LiFePO4.....	48
Fig.32: Modelo Batería LiFePO4 con histéresis.....	47
Fig.33: Cargador de baterías con inversor resonante y rectificación síncrona.....	50
Fig.34: Ciclo positivo y negativo del doblador de corriente.....	51
Fig.35: Salidas de tensión en los puntos 1 y 2 del convertidor.....	52
Fig.36: Circuito del convertidor propuesto simplificado.....	52
Fig.37: Parámetros paralelos del inversor $L C_{(P)} C_{(S)}$ de dos etapas.....	53
Fig.38: Variación de $Q_{(p)}$ en función de Ψ durante la etapa CV [16].....	55
Fig.39: Rendimiento del cargador en función de Ψ [16].....	57
Fig.40: Modelo cargador en LTspice IV sin RS.....	59
Fig.41: Formas de onda mando MOSFETS en LTspice para $I_{\text{Bat}}(\text{máx})$	60
Fig.42: Formas de onda V_1 y V_2 en LTspice para $I_{\text{Bat}}(\text{máx})$	60
Fig.43: Formas de onda de la conducción de los diodos en LTspice para $I_{\text{Bat}}(\text{máx})$	61
Fig.44: Conducción de los diodos ampliado en LTspice para $I_{\text{Bat}}(\text{máx})$	61
Fig.45: Señales I_{Bat} y V_{Bat} sin RS en LTspice para $I_{\text{Bat}}(\text{máx})$	62
Fig.46: Formas de onda del rendimiento del cargador sin RS en LTspice para $I_{\text{Bat}}(\text{máx})$	62
Fig.47: Modelo cargador en LTspice IV con RS.....	63
Fig.48: Señales de la conducción de los MOSFETs en LTspice para $I_{\text{Bat}}(\text{máx})$...	64
Fig.49: Conducción de los MOSFETs ampliado en LTspice para $I_{\text{Bat}}(\text{máx})$	64

Fig.50: Señales I_Bat y V_Bat con RS en LTspice para I_Bat(máx).....	65
Fig.51: Señales rendimiento cargador con RS en LTspice para I_Bat(máx).....	65
Fig.52: Señales mando MOSFETS en LTspice para I_Bat(CC-2).....	66
Fig.53: Señales V1 y V2 en LTspice para I_Bat(CC-2).....	66
Fig.54: Señales I_Bat y V_Bat con RS en LTspice para I_Bat(CC-2).....	67
Fig.55: Valores simulación sin RS.....	67
Fig.56: Valores simulación con RS.....	68
Fig.57: Comparación de corrientes con y sin RS.....	68
Fig.58: Comparación de rendimientos con y sin RS.....	69
Figura 59: Tabla gama Arduino y características.....	72
Figura 60: Arduino MEGA2560 pinout.....	73
Figura 61: Bloques del sistema.....	75
Figura 62: Entorno de programación Arduino IDE.....	77
Figura 63: Proceso de compilación de un programa para un microcontrolador.....	77
Figura 64: Funciones principales Arduino.....	79
Figura 65: Registro de control de entrada/salida.....	80
Figura 66: Registros de control de PWM.....	81
Figura 67: Diagrama de flujo del programa.....	83
Figura 68: Configuración salidas PWM durante el arranque.....	84
Figura 69: Código para defasar esfase del circuito resonante.....	85
Figura 70: Código cálculo Vbat.....	85
Figura 71: Código configuración display.....	86
Figura 72: Placa del inversor resonante.....	87
Figura 73: Señales del arranque PWM en el laboratorio.....	88
Figura 74: Señales del final del barrido en el laboratorio.....	89
Figura 75: Señales de trabajo modo CC-I en el laboratorio.....	89

Figura 76: Señales en modo CC-II.....90

Figura 77: Muestra del valor de V_Bat.....91

DOCUMENTO 2

INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1- Introducción y objetivos

1.1- Antecedentes

La invención del automóvil ha sido uno de los mayores avances tecnológicos de la historia de tal manera que el uso de los vehículos de combustión diésel y gasolina ha llegado a ser el principal medio de transporte.

Pero esta sobrepoblación de vehículos y su antigüedad han contribuido a la aparición de problemas ambientales derivada del uso de combustibles fósiles que producen la emisión de gases como el monóxido de carbono (CO), el dióxido de carbono (CO₂), que es el causante del efecto invernadero, y el óxido de nitrógeno (NO_x).

Tras la aparición de problemas como el cambio climático en diciembre de 2015 los países llegan a un acuerdo en la conferencia sobre el clima (COP21) de dicha ciudad en la que se establece un plan de acción mundial para limitar el aumento anual del calentamiento global en torno a 1,5 °C.

En España se cuenta con una flota de unos 24 millones de vehículos y la media de edad de estos es de unos 12 años, siendo el uso de los vehículos equipados con un motor eléctrico de tan solo un 0,09%.

Como parte de las medidas para reducir la contaminación la Unión Europea ha establecido un mayor control en las emisiones de los vehículos de tecnología diésel y ha establecido un plan para su eliminación siguiendo las pautas del acuerdo de París [1], por lo que según esta hoja de ruta se dejaran de vender vehículos que utilicen combustibles fósiles (gasoil, gasolina, híbridos) en el año 2040 y se prohibirá su circulación en el año 2050 [2].

No hace falta llegar a 2050 para encontrarse con problemas de circulación ya que actualmente el acceso de los vehículos convencionales está llegando a impedirse su por el centro de las grandes ciudades cuando hay alerta por contaminación.

Con estas condiciones se hace necesario el desarrollo de tecnologías alternativas para propulsar los vehículos. Algunas ya están en el mercado como es el caso del coche eléctrico, pero tienen mucho camino por recorrer para llegar a ser una alternativa viable, pues todavía hay que resolver problemas como la autonomía de las baterías, su tamaño y la carga de las mismas.

1.2- Las baterías

El elemento principal de los coches eléctricos es su batería que almacena toda la energía eléctrica que va a transmitir al motor. Es parte vital del vehículo porque la autonomía depende directamente de ella. Las marcas automovilísticas están en plena carrera para lograr la batería más duradera y eficiente, pues actualmente como paso con las baterías de los teléfonos móviles las existentes son de gran tamaño y peso.

1.2.1- Historia de las baterías

La invención de la pila voltaica corre a cargo de Alessandro Volta, quien en 1800 consigue culminar sus investigaciones con una pila formada de discos de cobre y de zinc soldados que podía suministrar una corriente eléctrica en un breve intervalo de tiempo.

Partiendo del invento de Volta otros científicos como Daniel o Groove presentan sus diseños de pila mejorando deficiencias del original.



Fig. 1: Pila de Volta

Ya a finales del siglo XIX coincidiendo con el aumento del uso de la electricidad Gaston Planté propone un nuevo diseño de la batería construida con plomo-ácido. Esta batería suponía una mejora sustancial respecto las antiguas. Mientras que la de Volta suministraba corriente hasta que una vez agotada debía ser sustituida porque los reactivos no se podían recuperar (lo que se clasifica como celdas electroquímicas primarias), la de Planté podía recargarse recuperando los reactivos gastados (celdas electroquímicas secundarias). Esta recuperación se producía al hacer circular una corriente en sentido inverso por las celdas de la batería [3].

Este tipo de baterías han tenido tanto éxito que los diseños actuales son mejoras de la batería de Planté y su uso está muy extendido ya que son muy apropiadas por sus características para el arranque de los coches convencionales.

A partir de aquí siguieron apareciendo baterías construidas con otros elementos. En 1899 Waldmar Jungner inventa otra batería recargable pero hecha con níquel-cadmio e intenta mejorarlo sustituyendo el cadmio por el hierro, pero esta última idea fue

desestimada y abandonada hasta que Thomas Edison la recuperó y patentó en 1903 con la intención de utilizarla para la propulsión de coches con un motor eléctrico, pero en aquella época la escasa duración de este tipo de baterías en comparación con el precio y duración de los motores de explosión hicieron que no pudiera competir con los coches de gasolina de Ford. Esta batería



Fig. 2: Batería de Edison

Hasta 1955 no hubo novedades en la aparición de nuevos diseños para dar respuesta al despegue de la electrónica. Esta vez aparecen las pilas alcalinas y en años posteriores las de mercurio, oxido de plata, hasta que en 1970 se inventan las baterías de litio. El diseño a partir de éste material es interesante porque es el metal con mayor potencial electroquímico y mayor relación energía-peso [4]. Pero el litio no se podía mezclar con otros líquidos porque reacciona con ellos.

En los 80 la empresa Sony empieza a investigar una nueva versión más estable construida con este material, la batería de iones de litio. Esta batería era más estable que la anterior que reaccionaba con los líquidos pero era importante controlar su temperatura para evitar riesgo de explosiones.

En 1996 aparecen las baterías con las características interesantes para su implantación tanto para los coches eléctricos como nuevos componentes electrónicos, las baterías de polímero de ion de litio. Son más seguras al localizarse el electrolito en un polímero sólido, evitando así que el litio reaccione. Este tipo de baterías se pueden adaptar a cualquier tipo de dispositivo porque los electrodos y los separadores se laminan entre sí.

1.2.2- Tipos de baterías

Como hemos visto a la largo del siglo XX se han desarrollado diferentes tipos de baterías que en función de sus diferentes características constructivas tienen las especificaciones que las hacen más apropiadas para determinadas aplicaciones y usos. Inicialmente las podemos dividir en dos grupos, primarias (no recargables) y secundarias (recargables) y quedan divididas en las siguientes clases:

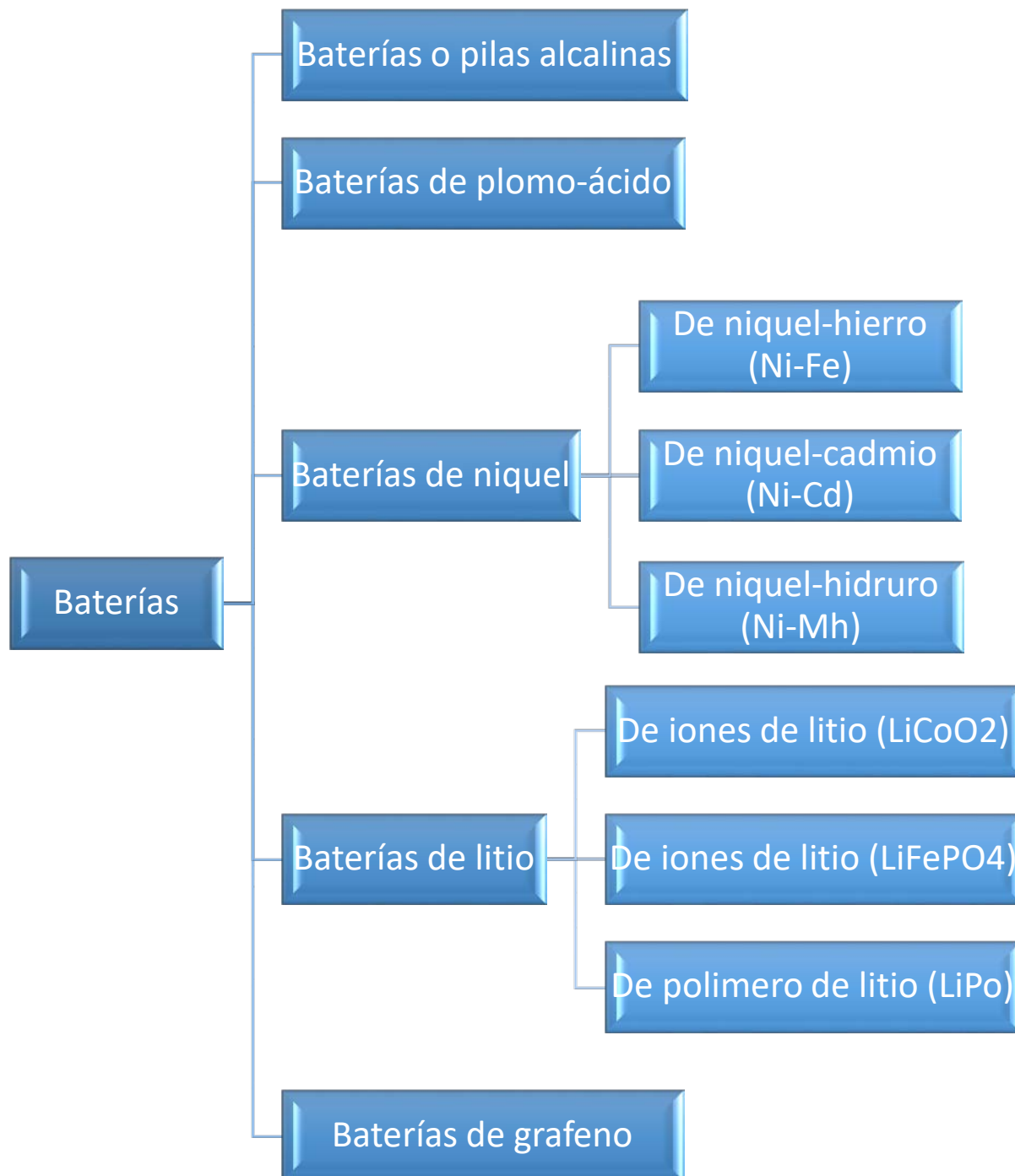


Fig.3: Clases de baterías

1.2.3- Características de las baterías

- **Densidad energética (Wh/l):** Energía almacenada por unidad de volumen. Muy importante porque cuanto mayor sea mayor será la autonomía del vehículo y menor el tamaño y peso de la batería.
- **Energía específica (Wh/Kg):** La energía almacenada por unidad de peso.
- **Eficiencia (%):** Rendimiento de la batería, a mayor eficiencia mayores prestaciones.
- **Tiempo de carga normal (h):** Tiempo en que tarda en cargarse la batería por completo.
- **Tiempo de carga rápida:** El tiempo que tardamos en alcanzar entre 50-80% de su carga total.
- **Ciclos de vida:** Los ciclos que es capaz de cargarse y descargarse la batería en su vida útil. Parámetro muy importante pues la vida de la batería aumenta con los ciclos que es capaz de cargarse.
- **Estado de carga (SOC):** Nivel de carga de la batería en %.
- **Profundidad de descarga (DOC):** Relación entre la capacidad descargada por la batería y su capacidad nominal.
- **Capacidad (C):** Este es otra de las características fundamentales pues es la máxima energía que puede llegar a almacenar la batería. La cantidad de capacidad que tiene la batería se indica en amperios-hora. Para entender bien como de importante es vamos a ver un ejemplo:
Si tenemos una batería con una capacidad de 1000Ah y una tensión de 3,5V las multiplicamos y obtenemos la energía almacenada Wh, por lo que en este caso sería de 3,5kWh. Ahora si nuestro motor por ejemplo consume 3,5W por kilómetro entonces tendríamos una autonomía de 1000Km. Este es un ejemplo aproximado, pero nos da una idea de la magnitud.
- **Capacidad nominal:** Este parámetro viene en las hojas de características de las baterías y es la carga que puede dar la batería desde que está completa hasta que llega a una determinada tensión calculado todo esto para unas condiciones de temperatura determinadas.

La construcción general de las baterías consta de un recipiente en el que hay un conjunto de celdas, dos electrodos (el ánodo y el cátodo) situados en los extremos de la batería y un electrolito depositado en el recipiente.

El proceso de funcionamiento de todas las baterías independientemente de su clase está basado en un proceso químico llamado redox. Este proceso es de reducción-oxidación y es reversible. Este proceso en el que uno de los compuestos se reduce y otro se oxida genera el movimiento de electrones y la consiguiente diferencia de potencial y se puede revertir cuando por ejemplo la batería se descarga y la corriente pasa del borne positivo al negativo invertimos esa corriente conseguimos que los compuestos inviertan esos procesos de reducción-oxidación y la batería se cargue.

1.2.4- Baterías de plomo-ácido

Su construcción no ha variado mucho respecto de las primeras baterías recargables inventadas. Comparándolas con otro tipo de baterías estas son pesadas y lentas a la hora de cargar. Tienen un uso muy extendido en automoción en parte debido su buena relación eficiencia-precio y a su gran capacidad de descarga en un intervalo corto de tiempo, por lo que son las ideales para cumplir la tarea de arrancar el motor.

Su construcción es la siguiente [5]:

- Cátodo: El compuesto es el plomo.
- Ánodo: Compuesto de plomo recubierto de dióxido de plomo.
- Electrolito: Ácido sulfúrico.

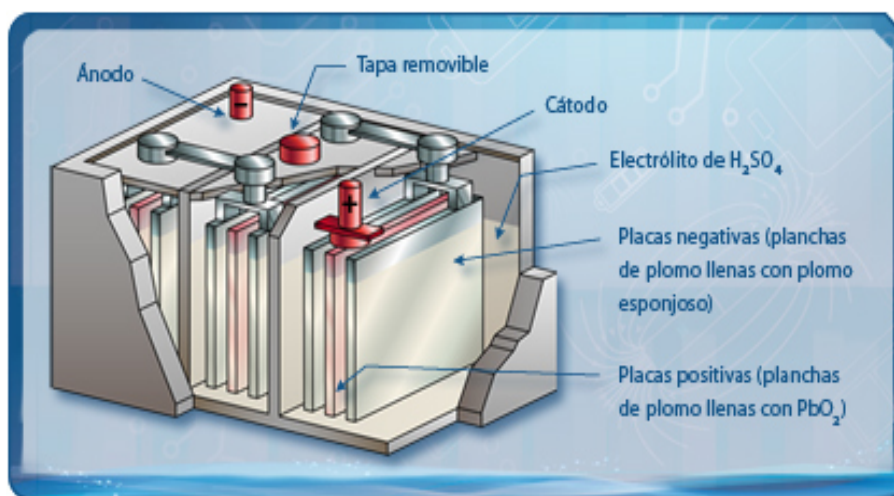


Fig.4: Construcción de una batería de plomo-ácido

Son generalmente baterías de 12V, formadas por 6 celdas de unos 2V cada una. Su energía específica es pequeña, en torno a 30-40W*h/Kg y su ciclo de vida tampoco es muy alto, ya que es capaz de cargarse y descargarse entre 400-800 veces [6], pero poseen una eficiencia superior al 80%. Más inconvenientes de estas baterías es que requieren un mantenimiento periódico ya que la corrosión del ácido afecta a los electrodos. Además su carga es lenta y no se puede realizar una carga rápida.

En este tipo de baterías hay que tener en cuenta que le afectan especialmente un par de efectos:

- **Ley de Peukert:** Es un efecto que influye en la capacidad de la batería cuando la demanda de descarga es elevada. Antes se ha visto un ejemplo aproximado sobre la autonomía de una batería si se descarga a un ritmo normal. Según la ley de Peukert cuanto más rápido se descarga una batería la energía que nos proporciona es menor debido a que la caída de tensión es más rápida.
- **Gasificación:** Sucede en el proceso de carga. Si una vez que ha cargado la batería no la desconectamos y sigue circulando intensidad se corre el riesgo de que los electrodos de plomo se oxiden y la batería quede inutilizada.
- **Sulfatación:** Este fenómeno tiene que ver con las reacciones que se producen en las baterías cuando no se completan las cargas totalmente o quedan descargadas por un largo periodo de tiempo. Se produce cuando las zonas que no se han recuperado (no han cargado) reaccionan con el ácido y forman sulfato de plomo en forma de cristales, que no se puede recuperar con la carga, lo que al unirlo con una pérdida de ácido sulfúrico resulta en un descenso de la capacidad de la batería. También ayuda a que se produzca sulfatación un exceso de temperatura y que se realicen descargas profundas.

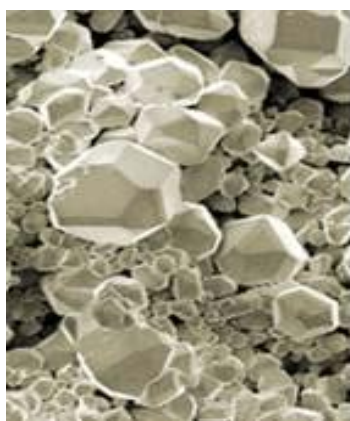


Fig. 5: Sulfatación

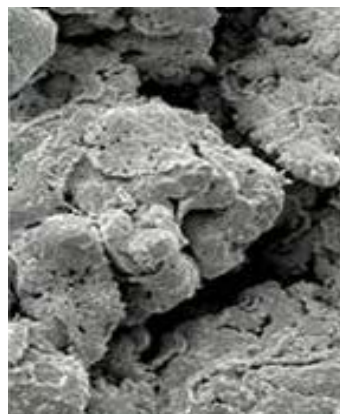


Fig. 6: Desulfatación

Por estos fenómenos la capacidad útil de la batería queda limitada, utilizándose por lo general entre un 30-50% de su capacidad total para no acortar la vida de esta.

Por todas estas razones no es una opción utilizada para alimentar los motores de los coches eléctricos.



Fig.7: Capacidad útil batería plomo-ácido

1.2.5- Baterías de níquel-cadmio

La construcción es un poco más robusta que las de plomo-ácido, por lo que es más difícil que pierdan el electrolito. Como su resistencia interna es muy baja resulta una opción muy aconsejable para conectar en serie.

Su construcción es la siguiente [7]:

- Cátodo: Hidróxido de níquel.
- Ánodo: El compuesto es el cadmio.
- Electrolito: Hidróxido de potasio.

La energía específica es algo superior a las de plomo-ácido, en torno a 40-60W*h/Kg. Su ciclo de vida ronda los 1500-2000 ciclos [6]. Si bien se han utilizado en automoción su elevado coste y su toxicidad no las han hecho una buena opción, se han ido sustituyendo por las de níquel-hidruro. Tienen un gran rendimiento pero como problema que puede acelerar su deterioro está el efecto memoria.

- **Efecto memoria:** Mientras que las baterías de plomo-ácido sufrían de sulfatación cuando una parte de la batería no se cargaba y recuperaba, las de níquel-cadmio sufren de este efecto que reduce su capacidad cuando no se produce una descarga total. Se produce una reacción química con el calor que forman cristales que no se recuperan con la carga, por lo que para prevenirlo hay que intentar descargar completamente la batería y después cargarla al completo.

1.2.6- Baterías de níquel-hidruro

Son prácticamente iguales que las anteriores, en este caso se ha sustituido el cadmio contaminante por hidruro metálico (NiMH). Si bien es más limpia y tiene una energía específica levemente superior, la principal ventaja es que el efecto memoria se reduce. Por otro lado tiene más inconvenientes: Son menos fiables, requieren de mayor mantenimiento y los ciclos de carga son mucho menores, soportando solo entre 300-500 ciclos.

Esta opción ha sido la utilizada en muchos modelos de coches híbridos.

1.2.7- Baterías de ion-litio (LiCoO₂)

Las baterías de litio llegaron más tarde para competir con las de níquel.

Su construcción es la siguiente:

- Cátodo: Composición de óxido-cobalto-litio.
- Ánodo: Carbón de grafito.
- Electrolito: Sal de litio.

Las características mejoran a las de níquel, ya que su energía específica está en 100-250W*h/Kg con un tamaño considerablemente menor. Su ciclo de vida es de 400-1200 cargas-descargas [6]. Un gran avance en estas baterías de litio es que el efecto memoria es prácticamente inexistente, son menos contaminantes y más fáciles de reciclar. Por otro lado su fabricación todavía es un poco cara y si no están bien construidas o se ven expuestas a un exceso de temperatura pueden incendiarse o explotar, por lo que es necesario un sistema para controlar y limitar su corriente durante las cargas.

Es la batería más utilizada en electrónica de consumo, teléfonos móviles, ordenadores portátiles.

1.2.8- Baterías de ion-litio (LiFePO4)

De la misma familia, las baterías de litio-ferrofosfato siguen con el desarrollo de esta joven tecnología.

Su construcción es la siguiente:

- Cátodo: Composición de fósforo-hierro-litio.
- Ánodo: Grafito o carbón endurecido con litio intercalado.
- Electrolito: Carbonato de etileno y carbonato de dimetilo.

Aunque en comparación con las de cobalto la energía específica es levemente más baja (90-100W*h/Kg) las cualidades que posee la hacen ser la ideal para el uso en automoción. Como no usan cobalto son mucho más estables y seguras, eliminando el riesgo de explotar que podían tener las anteriores. Tampoco requiere de mantenimiento y su ciclo de vida es de unos 2000-3000 ciclos y de unos 10 años [6], el doble que una de cobalto.



La capacidad de uso es inmejorable, ya que este tipo de baterías es capaz de ofrecer una capacidad de descarga total, es decir, del 100%. En comparación a las baterías de plomo-ácido la diferencia de prestaciones es notable. No tienen efecto memoria, por lo que no es necesario que sea descargada completamente antes de una nueva carga.

Fig.8: Capacidad útil batería LiFePO4

La descarga es casi constante independientemente del nivel de carga, las de plomo-ácido al llegar al 20% la tensión caía [8]. El efecto de Peukert es inapreciable, por lo que las baterías pueden llegar a suministrar toda su energía incluso con corrientes altas.

Son muy eficientes, y a la hora de cargarlas son capaces de cargar completamente en un breve espacio de tiempo siempre y cuando el cargador sea capaz de suministrar la cantidad de corriente necesaria para esa carga rápida.

Diseño de convertidor con doblador de corriente y RS para la carga de baterías LiFePO4

La tensión que puede aportar cada celda es de unos 3.3V y se pueden asociar todas las celdas que se necesiten sin apenas necesidad de regular la tensión.

Respecto a su eficiencia en función de la temperatura, las baterías de litio son capaces de entregar el 80% de su capacidad a temperaturas extremas, entre -20°C y 40°C.

Se requiere de un sistema de control para mantener dentro de unos valores la tensión durante la carga y la descarga.



Fig.9: Baterías LiFePO4 para vehículos eléctricos

1.2.9- Baterías de polímero de litio

Se diferencia principalmente en que su electrolito es sólido.

Su construcción es la siguiente:

- Cátodo: Óxido de cobalto con litio intercalado.
- Ánodo: Grafito con litio insertado.
- Electrolito: Sal de litio en gel polimérico.

Su energía específica es muy superior llegando a los 300W*h/Kg, pero por el contrario su ciclo de vida es muy corto, de unos 500 ciclos como máximo, lo que no la hacen una buena opción para los vehículos eléctricos.

1.2.10- Tabla resumen baterías y sus características

Tecnología	Pb-ácido	Ni-Cd	Ni-MH	Li-ión [LiCoO ₂]	LiFe	Li-PO
Parámetros						
Voltaje (V/celda)	2v	1.2v	1.2v	3.6/3.7v	3.3v	3.7v
Autodescarga (%/mes)	3%-20%	10%	30%	8%	-	5%
Descarga en continua		10c	8c	1c	26c	20-45c
Descarga por picos	-	-	-	-	52c	30-90c
Mantenimiento	Bueno	Malo	Regular	Fácil	Bueno	Fácil
Ciclos de vida	500-800	1500-2000	300-500	400-1200	2000	>1000
Densidad energética [wh/l]	60-75	50-150	140-300	250-360	220	300
Energía específica [Wh/kg]	30-40	40-60	30-80	100-250	90-110	130-200
Potencia específica [W/Kg]	180	150	250-1000	250-340	3000	7100
Corriente carga rápida [C]	0.4	1- 2	1-2	1	4	1-2
Eficiencia. Carg/Desca	50%-92	70%-90%	66%	80%-90%	-	99.8%
Tolerancia a sobrecargas	-	M. buena	Media	M. mala	Mala	M. mala
Robustez a impactos	Buena	M. buena	Buena	M. mala	Media	M. mala
Altas temperaturas	Media	M. buena	Media	M. mala	Mala	M. Mala
Problemas de ecualización	No	No	No	Si	Si	Si
Seguridad	M. buena	M. buena	M. buena	M. buena	M.buena	Buena
Formato	-	Cilíndrico	Cilíndrico	Prisma	Pris/Cilin	Prisma

Fig.10: Comparativa de diferentes tipos de baterías [9]

1.3- Objeto del proyecto

Las nuevas leyes impulsadas por la Unión Europea dan un cambio en el sector automovilístico que debe realizar la transición completa del coche convencional al coche eléctrico en poco más de 20 años para reducir la contaminación ambiental y también la acústica.

Aunque el coche eléctrico ya es una realidad tiene una importante desventaja respecto a los vehículos de combustión, la autonomía. Para mejorar este aspecto se investiga la utilización de otros materiales en las baterías para incrementar sus prestaciones con la utilización del litio, siendo las ideales las de litio-ferrofosfato (LiFePO₄), y se están proponiendo otras nuevas para mejorarlas como las de litio titanato, pero los tiempos de carga aún son demasiado largos pudiendo llegar a las 8 horas. Afortunadamente este tipo de baterías soportan una carga rápida para reducir ese tiempo.

Con este trabajo se trata de realizar el circuito de control de un convertidor resonante diseñado como fuente de corriente [10] para hacer de forma eficiente la secuencia para la carga rápida de una celda de una batería LiFePO₄ de alta potencia.

Para lograrlo será necesario realizar las siguientes tareas:

- Diseñar el circuito de control para gobernar los MOSFETs del inversor resonante utilizando para ello un microcontrolador Arduino.
- Desarrollar el programa del controlador Arduino que realice la secuencia de carga de la batería controlando el desfase de una forma suave.
- El circuito de control debe permitir el ajuste de la corriente de carga de acuerdo a las especificaciones del fabricante.
- Sustituir los diodos de salida del doblador de corriente por transistores MOSFET (Rectificación síncrona) para incrementar el rendimiento.

- Realizar el montaje en el laboratorio del microcontrolador y los componentes para probar su funcionamiento.

DOCUMENTO 3

MEMORIA

2- Especificaciones de diseño

El diseño a implementar se basa en la investigación de Universidad de Cantabria y la Universidad de Oviedo en la que se propone un convertidor resonante multifase con doblador de corriente [11] para realizar una carga eficiente de las baterías. Este convertidor da un rendimiento de 76% pero con una rectificación síncrona en la última etapa se puede aumentar ese rendimiento hasta el 89%.

2.1- Inversores

En este trabajo se utiliza un convertidor resonante que se comporta como fuente de corriente, que trabajando a la frecuencia de resonancia y con la frecuencia de conmutación constante se consigue que se comporte como una fuente de corriente controlada que podemos variar con el ángulo.

La primera etapa tras la fuente es el inversor de alta frecuencia. Se encarga de transformar la señal en corriente continua en la señal de corriente alterna (convertidor CC/CA) con la frecuencia y amplitud que se requiera.

Los dispositivos de potencia tienen pérdidas en las conmutaciones de encendido y apagado. Estas pérdidas se pueden reducir con los inversores resonantes. Estos inversores son llamados así porque utilizan como carga un circuito resonante que fija la corriente que circula por la carga. Existen variedad de inversores resonantes pero comúnmente se utilizan los siguientes:

- Inversores medio puente
- Inversores puente completo
- Inversores resonantes clase E

2.1.1- Inversores medio puente

Este tipo está constituido por dos transistores que soportan $\frac{1}{2}V_{DC}$ cada uno. La tensión de la onda cuadrada de la salida tendrá como máximo la mitad de tensión de entrada. La señal de salida V_o será una onda cuadrada con una tensión que tendrá de valor máximo $\frac{1}{2}V_{DC}$. Este inversor es ideal para trabajar a potencias bajas ya que si se utilizara un puente completo habría dos transistores en conducción y se elevarían las pérdidas.

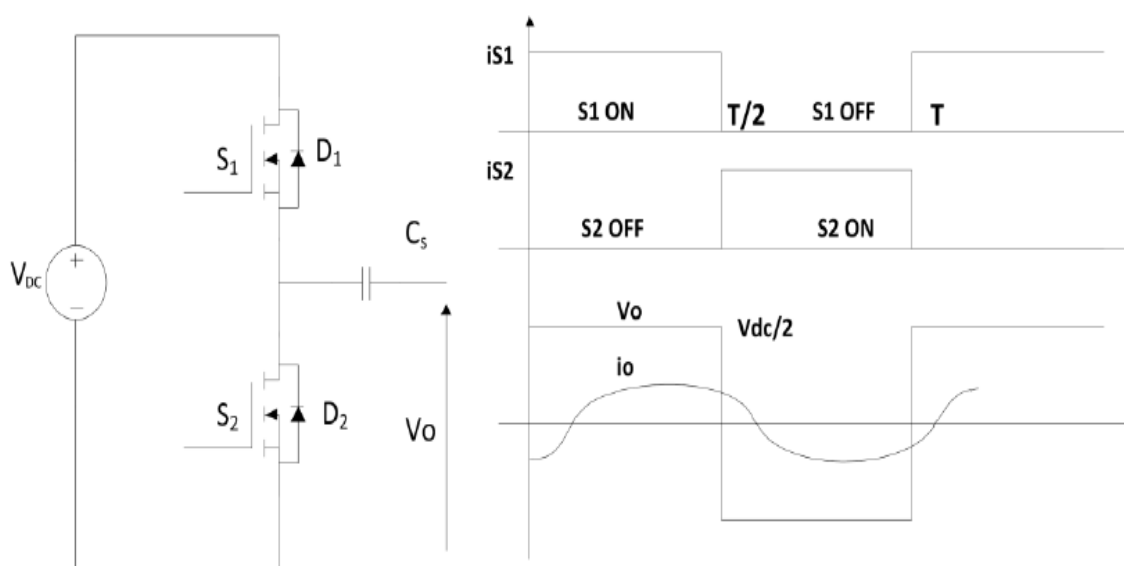


Fig.11: Inversor medio puente y sus señales [12]

2.1.2- Inversor puente completo

El puente completo está formado por cuatro transistores que soportan V_{DC} . La tensión de salida V_o está limitada a V_{DC} . La potencia obtenida en la salida es cuatro veces mayor que en los medio puente. Esta configuración tiene la ventaja de que se puede modular la señal de salida lo que permite controlar la tensión en el circuito resonante.

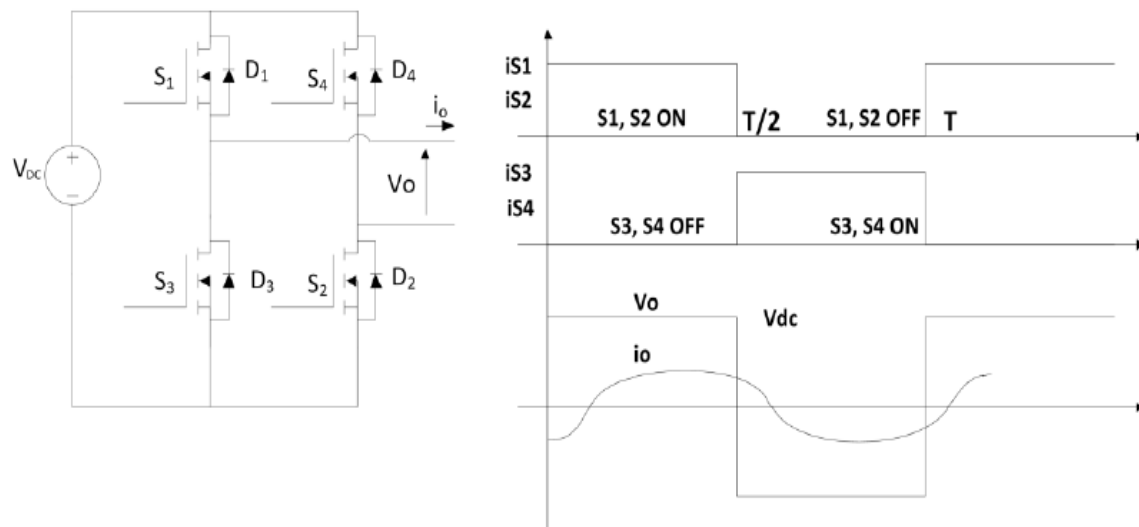


Fig.12: Inversor puente completo y sus señales [12]

2.1.3- Inversor resonante clase E

Los inversores resonantes clase E como el que se utiliza en este trabajo tiene menores pérdidas en conducción (en esta configuración solo se usa un transistor) y una gran eficiencia de más del 90%. La tensión V_o que se obtiene se puede variar modificando la frecuencia de conmutación del transistor.

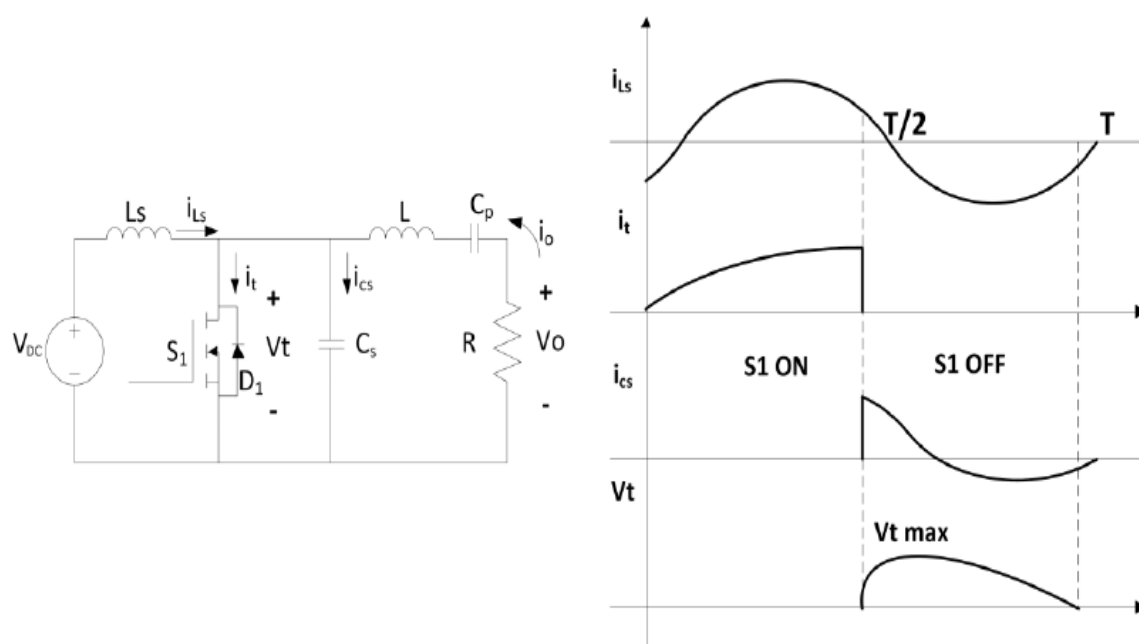


Fig.13: Inversor resonante clase E y señales [12]

Circuitos resonantes

Como se necesitan obtener señales senoidales de la tensión e intensidad se utilizan estas configuraciones llamadas circuitos o tanques resonantes, que colocados a la salida del inversor aproxima esas señales a la senoide.

Los tipos de configuraciones de circuito resonante son las siguientes:

- Circuitos resonantes serie LC
- Circuitos resonantes paralelo LC
- Circuitos resonantes paralelo LCC

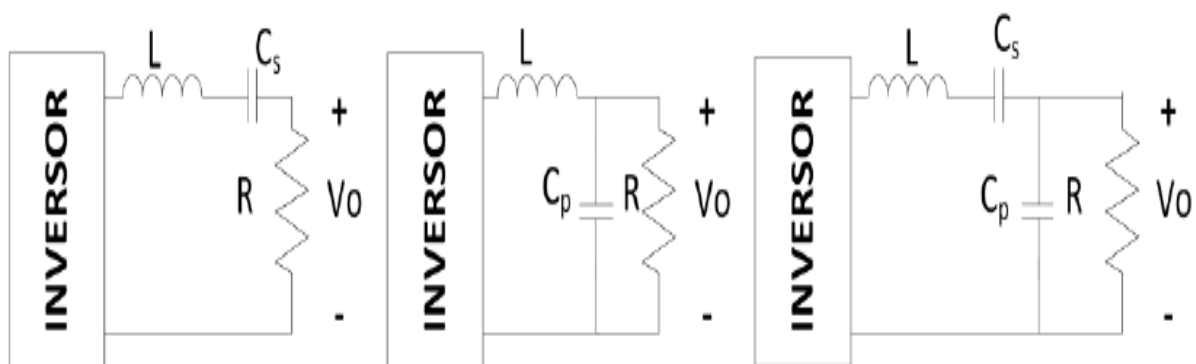


Fig.14: Configuraciones LC serie, LC paralelo y LCC paralelo [12]

2.2- Control y regulación de inversores

En un inversor resonante podemos regular la tensión V_o a la salida controlando alguna de las siguientes opciones:

- La tensión de entrada al inversor
- La frecuencia de conmutación de los transistores del inversor
- El deslizamiento de fase o enclavamiento del inversor
- La modulación de ancho de pulso (PWM)
- La modulación de densidad de pulsos (PDM)

2.2.1- Control de tensión de entrada

Como la salida del inversor V_o depende directamente de V_{DC} variando esta señal cambiaremos únicamente su amplitud y con ello la potencia entregada al tanque resonante manteniendo las características de la señal.

Este control se puede hacer con un rectificador a la salida del inversor o con un convertidor DC/DC siendo este más rápido ya que puede conmutar a una frecuencia distinta de la de red.

Utilizar este método no es muy conveniente ya que al tener que añadir una etapa aumenta el coste del circuito y baja el rendimiento.

2.2.2- Control de la frecuencia de conmutación de los transistores

Variando la frecuencia de conmutación de los transistores en la entrada del circuito se produce una variación en la potencia suministrada a la salida V_o del inversor.

Es recomendable el uso de inductancias fabricadas con núcleos de saturación suave para minimizar el tamaño de estas, ya que sino el tamaño sería muy grande para que los elementos reactivos pudieran trabajar en todas las frecuencias.

Este método presenta importantes ventajas: rendimiento, seguridad y facilidad de implementación utilizando elementos de control electrónico.

2.2.3- Control por deslizamiento de fase

Con este método se puede cambiar la forma de onda de la salida V_o de un inversor puente completo controlando los transistores. Aplicando tensión en un intervalo y cortocircuitando el circuito resonante en otro, se provoca que la tensión cero.

El cortocircuito se produce cuando no conducen los transistores superiores o inferiores del puente completo de forma simultánea. Controlando estos intervalos de cortocircuito se modifica el valor y la forma de V_o .

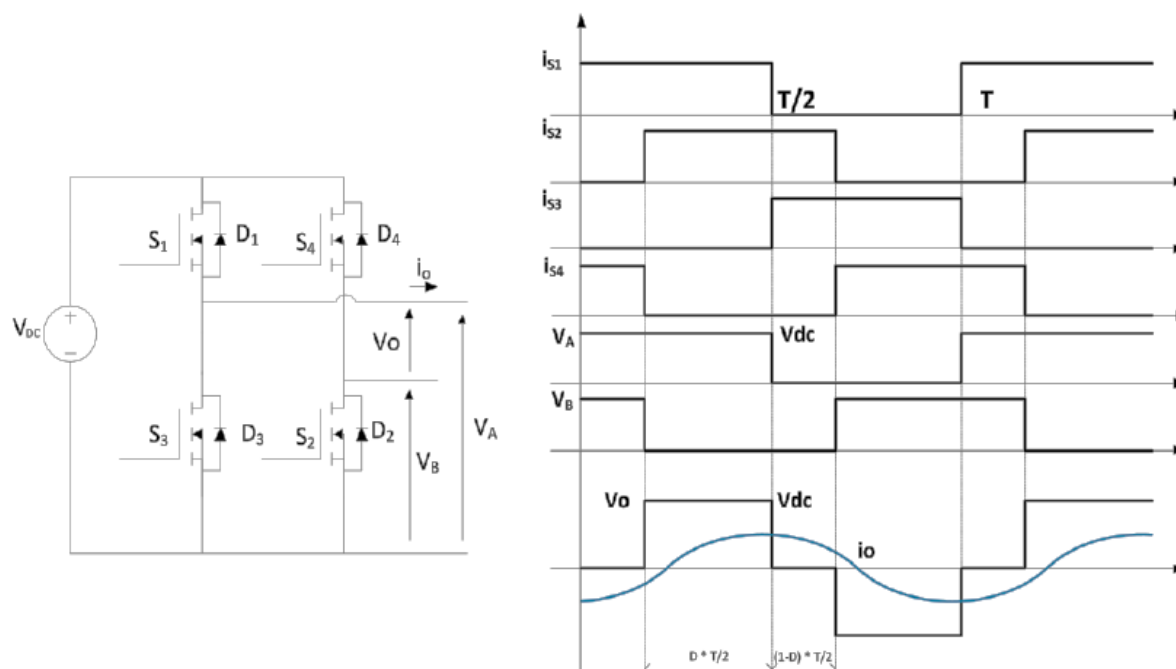


Fig.15: Formas de onda de un inversor puente completo con control de fase [12]

2.2.4- Control por modulación de ancho de pulso (PWM)

Se utiliza un filtro de alta frecuencia a la salida del inversor para comparar la señal senoidal con una señal portadora de forma triangular. Como la frecuencia de la señal triangular es mucho mayor que la señal de salida del inversor, se puede considerar a esta última como constante en el periodo de conmutación, generándose así un tren de pulsos de una anchura específica.

La tensión que recibe la carga es regulada por el *índice de modulación*, que es la relación entre las señales comparadas.

La desventaja es las pérdidas que se producen con las conmutaciones cuando se trabaja a altas frecuencias.

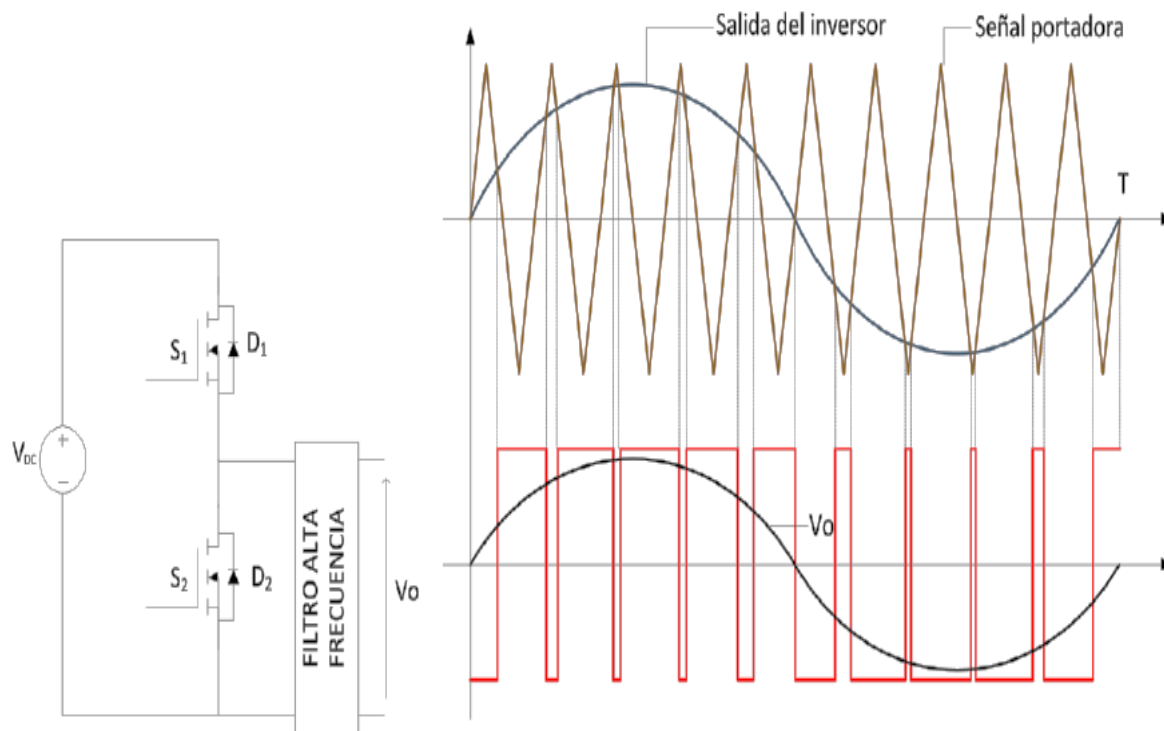
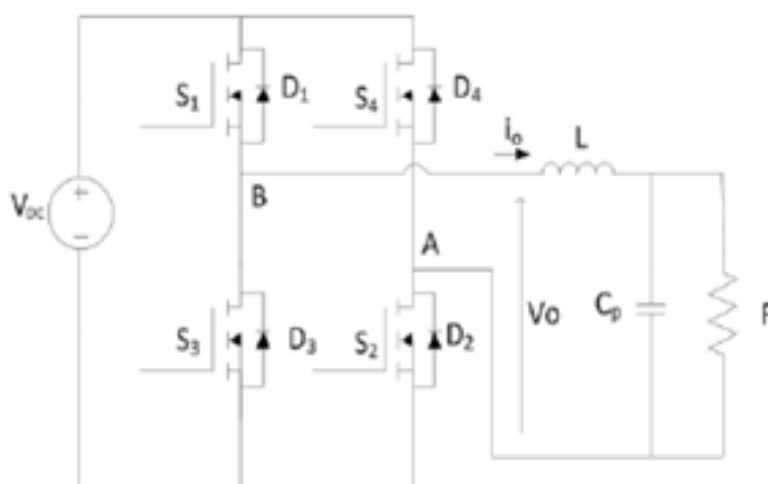


Fig.16: Control por modulación de ancho de pulso [12]

2.2.5- Control por modulación de densidad de pulsos (PDM)

Con este método se consigue variar de forma eficiente V_o mientras se mantiene la frecuencia de operación en resonancia teniendo un amplio margen de regulación.

Se realiza poniendo los transistores del inversor en conducción un número de ciclos y cortándolos provocando el cortocircuito ese mismo número de ciclos.



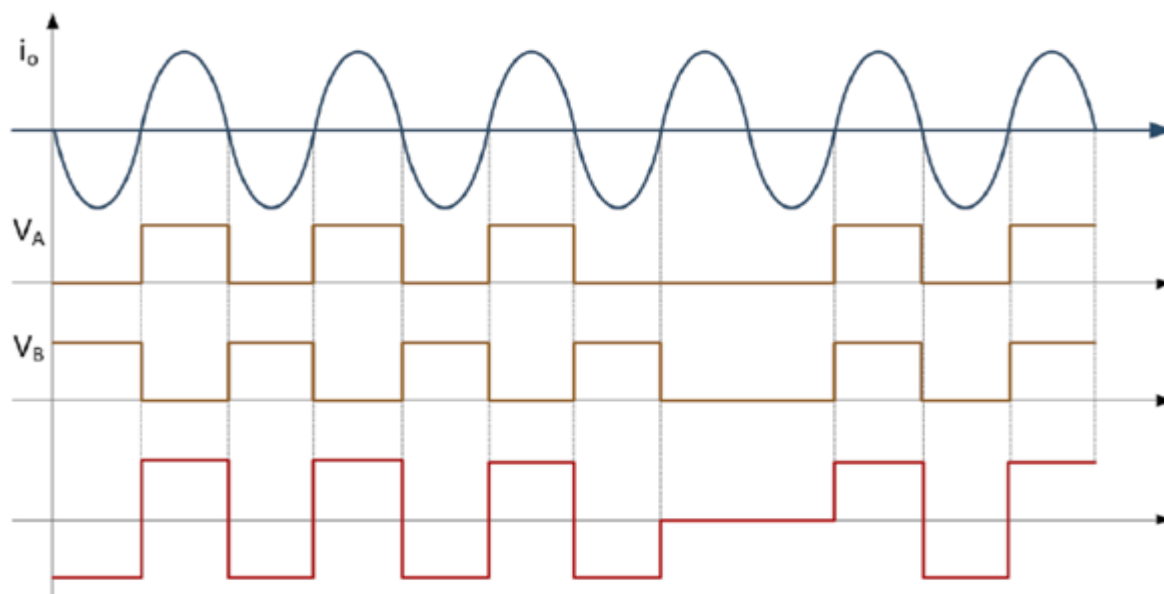


Fig.17 y 18: Control por modulación de densidad de pulsos [12]

2.3- Modos de funcionamiento del inversor resonante

Como se ha visto en el apartado anterior es posible modificar la tensión e intensidad de salida de un inversor de alta frecuencia permitiéndonos adaptarlo a nuestras necesidades.

Se pueden configurar las señales de salida V_o e I_o del inversor resonante trabajando en uno de los siguientes modos:

- Modo ZVS (conmutación a tensión cero)
- Modo ZCS (conmutación a corriente cero)
- Modo ZVS-ZCS (conmutación mixta)

2.3.1- Modo ZVS (conmutación a tensión cero)

En ZVS cada uno de los transistores se activa cuando su diodo en antiparalelo está ya conduciendo, por lo que al entrar en conducción la tensión es muy reducida y las pérdidas casi nulas.

Cuando los transistores dejan de conducir la corriente que circula por ellos está cerca de su valor máximo por lo que las pérdidas son considerables.

Para minimizar estas pérdidas se pone un condensador en paralelo con el transistor. Como los transistores entran en conducción a tensión cero, la energía de los condensadores no se volcará en los transistores.

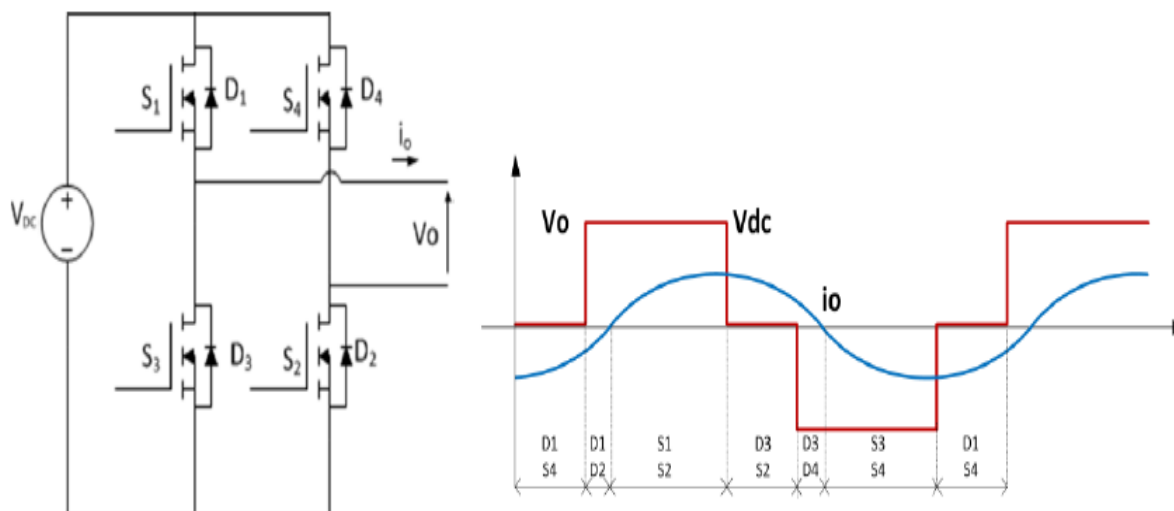


Fig.19: Modo de conmutación ZVS del inversor puente completo [12]

2.3.2- Modo ZCS (conmutación a corriente cero)

En este modo cada transistor sale de conducción cuando su corriente pasa por cero. Después se invierte la corriente y circula a través de los diodos en antiparalelo.

Cuando los transistores entran en conducción tienen que soportar la tensión e intensidad de entrada porque sus diodos en antiparalelo no se encuentran en conducción, lo que hace que las pérdidas sean importantes.

Las pérdidas producidas cuando los transistores dejan de conducir son nulos porque la intensidad es cero, mientras que en conducción las perdidas

Como los tiempos de recuperación en inversa de los diodos pueden ocasionar picos de intensidad como consecuencia de cortocircuitos temporales se utilizan diodos ultrarrápidos.

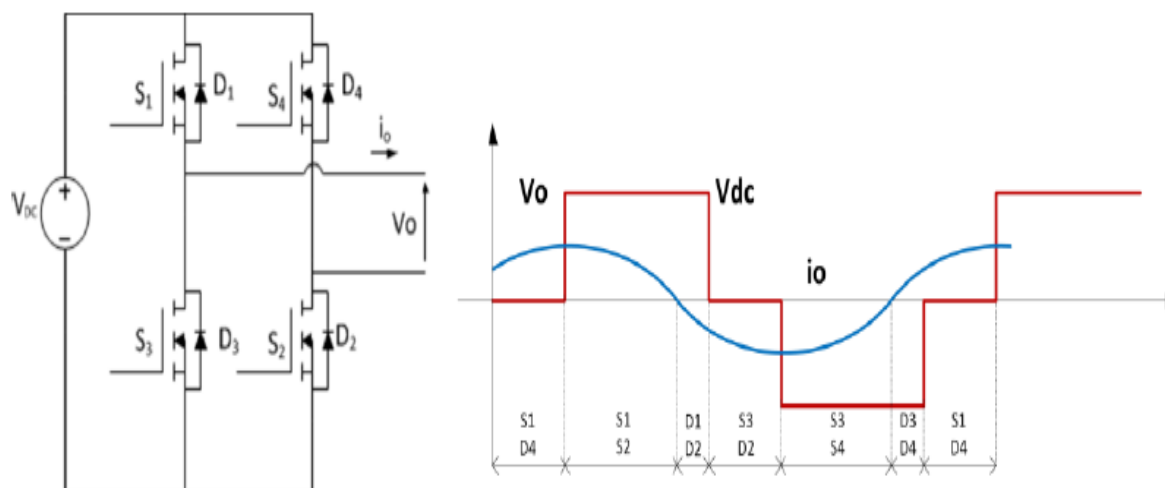


Fig.20: Modo de conmutación ZCS del inversor puente completo [12]

2.3.3- Modo ZVS-ZCS (conmutación mixta)

En este modo de operación dos transistores operan en modo ZVS y los otros dos operan en modo ZCS. De este modo los primeros conmutarán a tensión cero y saldrán de conducción manejando intensidad, y los segundos entrarán en conducción con la tensión y saldrán al hacerse cero la corriente.

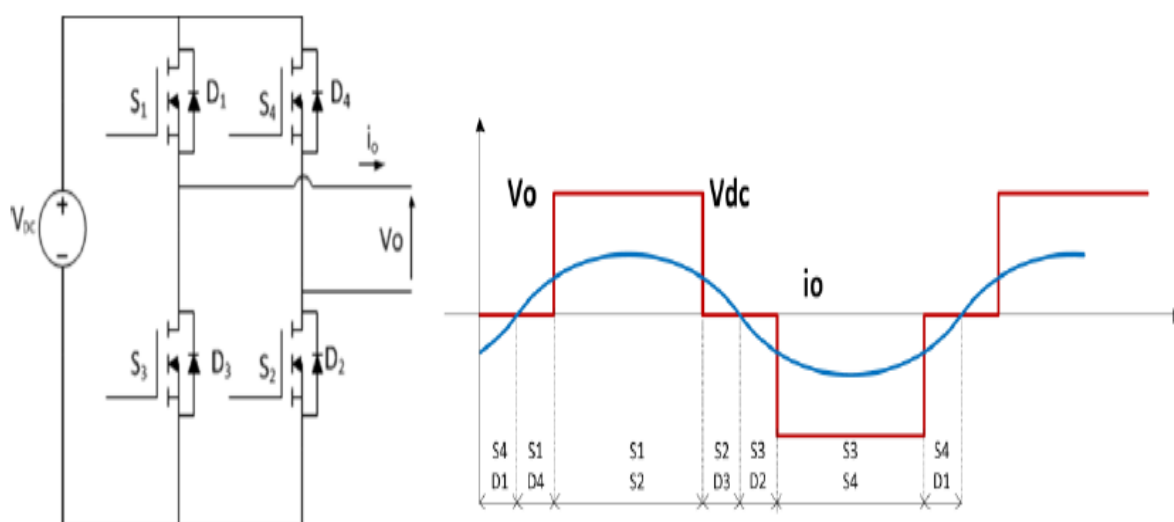


Fig.21: Modo de conmutación ZVS-ZCS del inversor puente completo [12]

2.4- Parámetros de control del inversor y modos de funcionamiento

Los distintos modos de conmutación vistos en el apartado anterior funcionan variando los parámetros de control del inversor y con ello modificando el desfase entre la tensión y la corriente de entrada al circuito resonante. Al variar estos parámetros también estamos cambiando el modo de operación con el que los transistores conmutan.

Si el parámetro que se varía es la frecuencia tenemos dos casos: si la elevamos muy por encima de la frecuencia de resonancia predominará el efecto inductivo desfasándose la corriente unos 90° respecto la tensión y por ello los transistores operan en modo ZVS. Si lo que hacemos es disminuir la frecuencia muy por debajo de la frecuencia de resonancia la componente predominante será capacitiva y la corriente estará muy desfasada respecto la tensión, operando los transistores en modo ZCS. Y si la frecuencia es cercana a la de resonancia el modo de operación del inversor sería el mixto.

Si el parámetro a variar es el ciclo de trabajo y la frecuencia de operación se mantiene constante se obtendría el mismo efecto. Trabajando por encima de la frecuencia de resonancia para un ciclo de trabajo alto el modo de operación sería el ZVS, mientras que si se disminuye el ciclo de trabajo el modo de operación sería el mixto. En cambio para una frecuencia inferior a la de resonancia para un ciclo de trabajo elevado se operaría en modo ZCS y al disminuir el ciclo de trabajo se entraría en el modo de operación mixto.

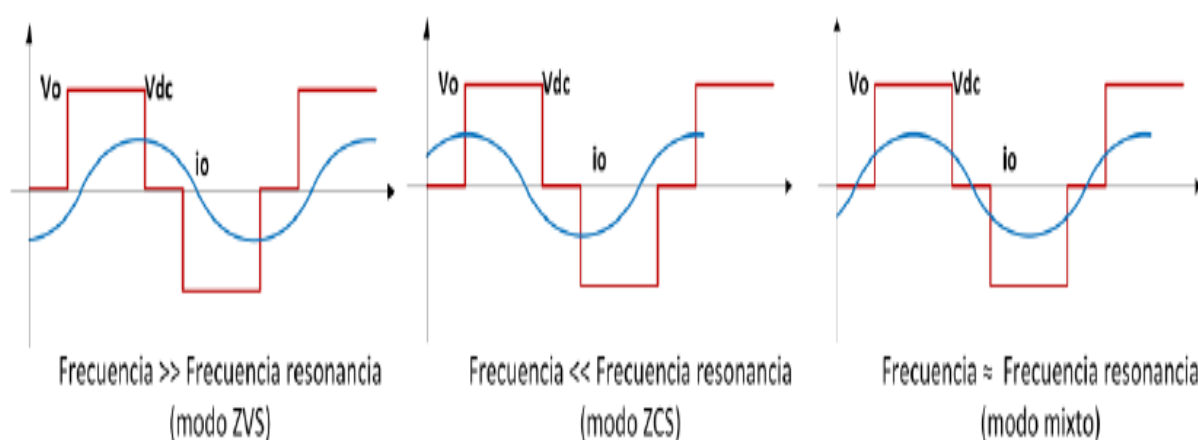


Fig.22: Efecto de la frecuencia de conmutación sobre el modo de operación del inversor [12]

2.5- Rectificadores

La siguiente etapa al inversor es el rectificador para convertirla de nuevo AC/DC con los parámetros de funcionamiento que necesitamos para nuestro cargador estableciendo la tensión y la intensidad que finalmente llega a la carga.

Tenemos varios tipos de rectificadores:

- Monofásico de media onda no controlado (y totalmente controlado)
- Monofásico puente no controlado (y puente totalmente controlado)
- Trifásico de media onda no controlado (y totalmente controlado)
- Trifásico puente no controlado (y totalmente controlado)
- Rectificador síncrono

2.5.1- Monofásico de media onda

Este tipo de rectificador se utiliza en aplicaciones de baja tensión, como solo tiene dos diodos para rectificar la señal no se parece a una continua, pero las pérdidas son pequeñas. Esta es la configuración elegida para el trabajo con el objetivo de sustituir los diodos por MOSFETs para eliminar las pérdidas.

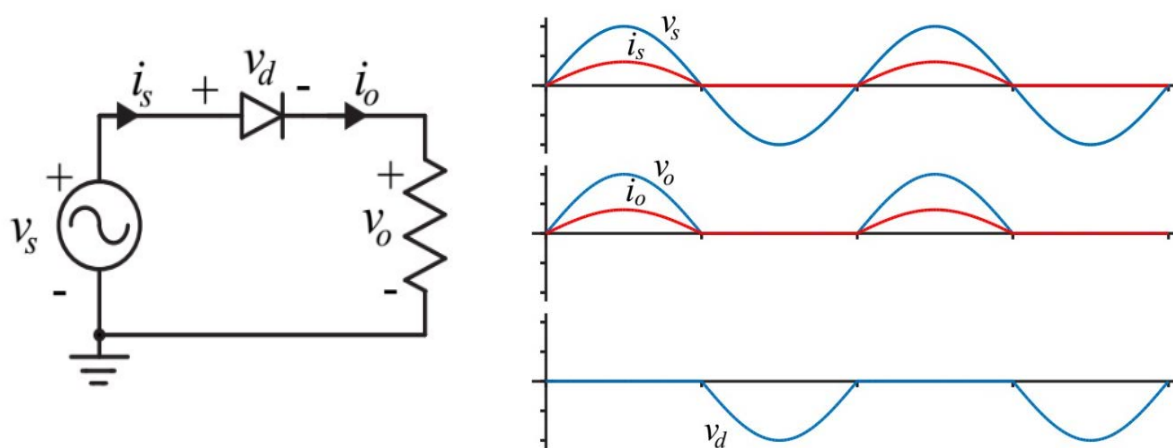


Fig.23: Rectificador monofásico media onda y sus señales [13]

2.5.2- Monofásico puente

En este caso con el puente formado por los cuatro diodos se controla la señal en los dos ciclos. En el primero los diodos D_1 y D_3 conducen mientras que D_2 y D_4 no porque están polarizados en inversa y se comportan como un circuito abierto. En el segundo se invierte la corriente y D_1 y D_3 no conducen y D_2 y D_4 sí. En este caso la tensión máxima que soportan los diodos es la mitad que en el monofásico de media onda.

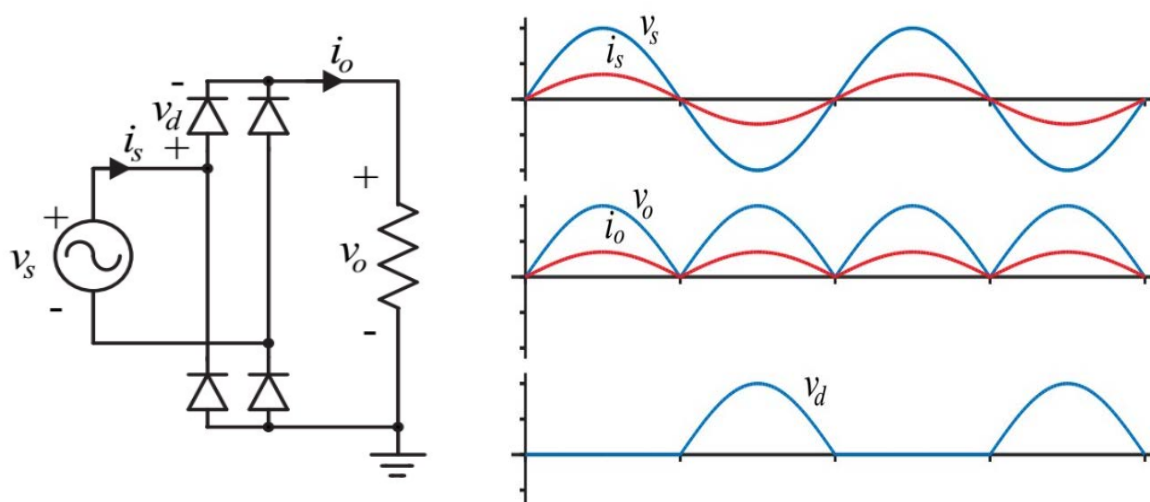


Fig.24: Rectificador monofásico puente y sus señales [13]

2.5.3- Trifásico de media onda

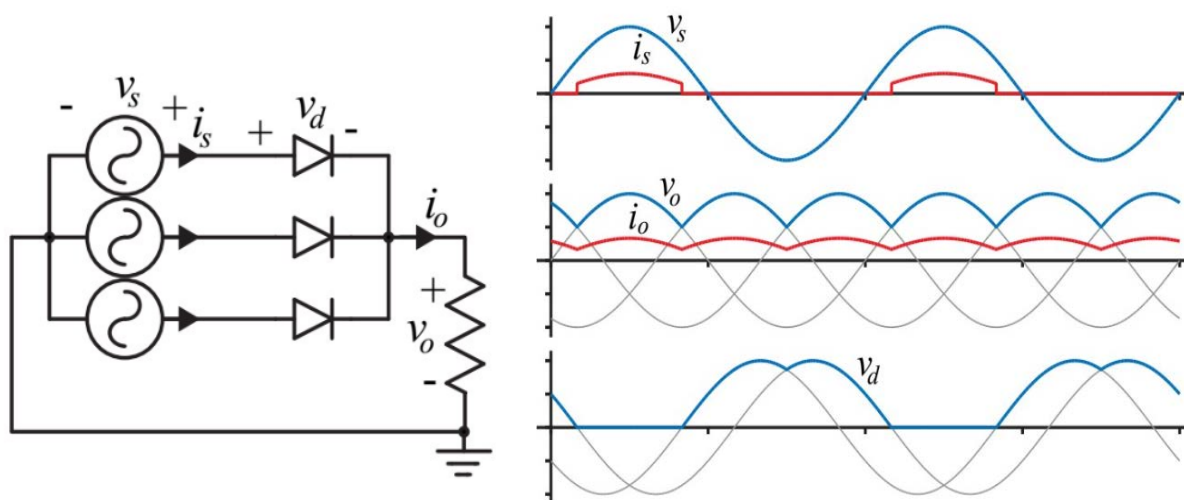


Fig.25: Rectificador trifásico media onda y sus señales [13]

2.5.4- Trifásico puente

Es la configuración utilizada en el de media onda pero con las tres fases la potencia es mucho mayor y la señal obtenida es prácticamente continua.

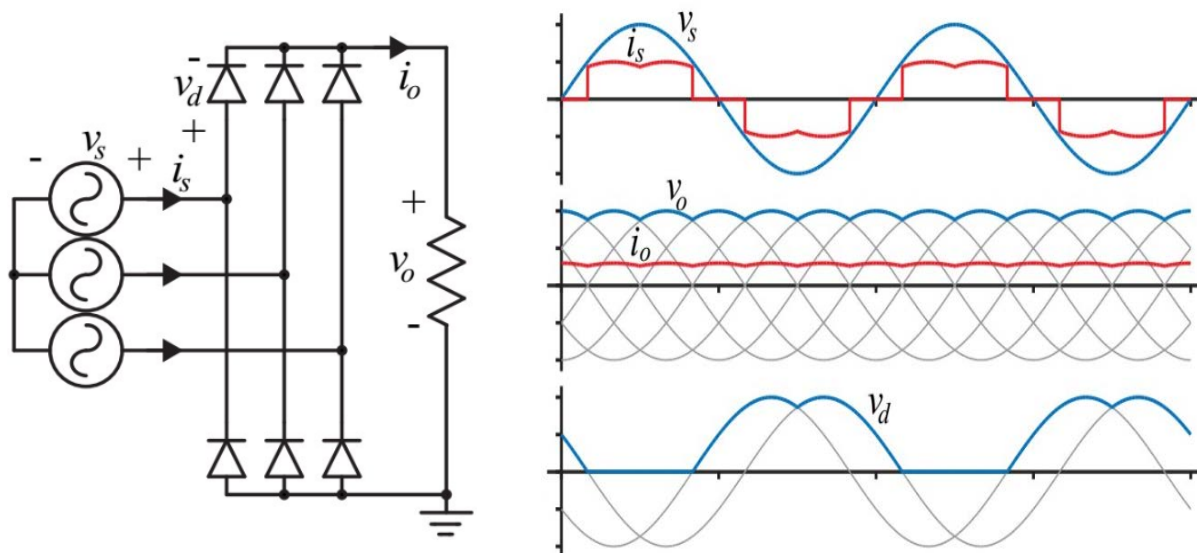


Fig.26: Rectificador trifásico puente y sus señales [13]

2.5.5- Rectificador síncrono

Esta técnica consiste en la sustitución de los diodos de rectificación por MOSFETs y es uno de los objetivos de este trabajo. Su utilización es interesante cuando se necesita suministrar a la carga una tensión baja y una intensidad elevada ya que permite minimizar pérdidas. Se puede demostrar fácilmente comparando las ecuaciones de la potencia disipada por un diodo y por un MOSFET:

$$P_{Diodo} = V_f \cdot I_o + r_d \cdot I_{0,rms}^2$$

$$P_{MOSFET} = r_{ds(on)} \cdot I_{0,rms}^2$$

Aplicando las dos fórmulas para un mismo circuito vemos que con la del MOSFET la potencia es mucho menor.

En este método hay que hacer que los transistores entren en conducción gobernando la puerta, para ello hay dos formas de hacerlo [14]:

- Autoexcitada
- Externa

Autoexcitada

Es un método sencillo de implementar ya que solo es necesario conectar a la puerta de cada MOSFET la señal proveniente del drenador del otro transistor.

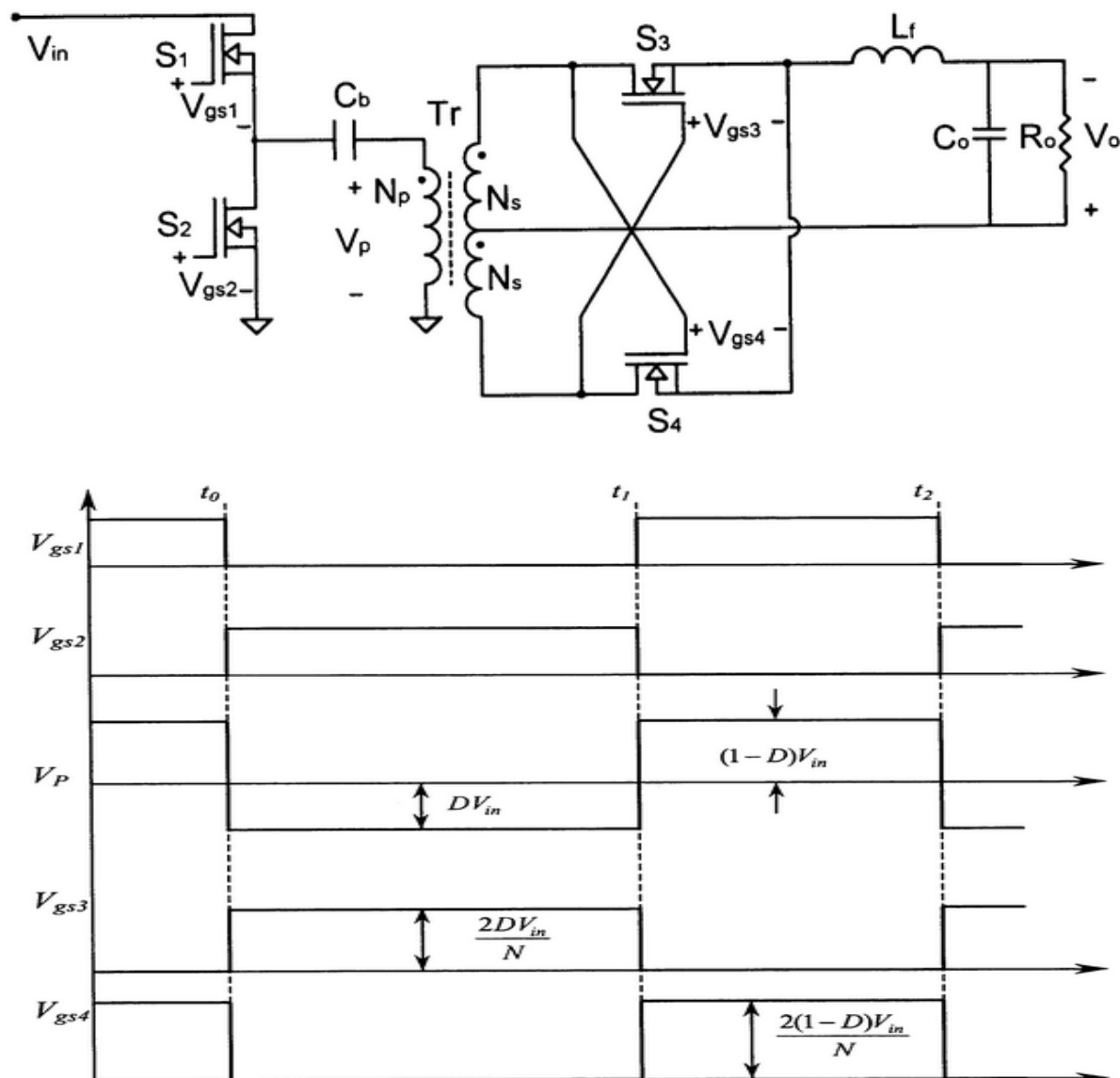


Fig.27: Rectificador síncrono autoexcitado y sus señales [15]

A la salida del transformador hay que conseguir que la tensión sea la suficiente para excitar el terminal de puerta y que el transistor entre en conducción. Si no se lograra llegar a esa tensión sería necesaria la utilización de devanados que tendrían un problema: V_{GS} sería negativa cuando los MOSFETs estén en corte, aumentando entonces las pérdidas de excitación.

$$V_{excitación} \approx C_{iss} \cdot V_{GS}^2 \cdot f_{sw}$$

C_{iss} = Capacidad de entrada del MOSFET

V_{GS} =Tensión puerta-fuente

f_{sw} = Frecuencia de conmutación

Por lo que este tipo de rectificación es aconsejable cuando las conmutaciones entre conducción y corte son rápidas, ya que si hay tiempos muertos las pérdidas aumentan.

Una buena elección de convertidor es el directo con aislamiento, ya que los tiempos de subida y de bajada en la conducción de los MOSFETs son muy rápidos y se minimizan mucho las pérdidas. Sin embargo la carga y descarga de las capacidades parásitas de los MOSFETs tanto del primario como del secundario pueden producir pérdidas, con lo cual este modo de operación no se recomienda cuando dichas capacidades sean grandes [14].

Externa

En esta otra opción tenemos que utilizar una serie de componentes para realizar el control de las señales que gobernarán los MOSFETs, lo que hace que el coste aumente. Además hay que realizar toda la sincronización entre la etapa de potencia y el circuito de control que en el autoexcitado se hacía de forma automática y es necesario el uso de optoacopladores para mantener el aislamiento entre el primario y el secundario del transformador.

Por otro lado al usar un circuito de control se pueden gestionar los tiempos muertos de forma eficiente y desaparece el problema que se podía tener con autoexcitación cuando no se llegaba a la tensión umbral, así que no es necesario el uso de bobinados adicionales.

Hay que tener cuidado cuando se utiliza este método en topologías simétricas, pues si las señales de mando no están bien y todos los MOSFETs entran en conducción se produce un cortocircuito que produce unas pérdidas elevadas.

A pesar del coste que supone al utilizar más componentes el rendimiento que se obtiene en la gestión de los tiempos muertos es muy buena.

3- Diseño del sistema

3.1- Estudio de soluciones

En este trabajo se va a necesitar de un inversor resonante que trabajará como fuente de intensidad y como fuente de tensión para lograr una carga eficiente de las baterías LifePO4. Por ello necesitamos que nuestro circuito regule tanto la corriente eléctrica como la tensión suministrada a la batería.

Los inversores resonantes son capaces de realizar estas funciones de forma eficiente como hemos visto en el apartado anterior simplemente variando la frecuencia de conmutación de los transistores.

3.1.1- Control de frecuencia en inversores resonantes

Siguiendo la estructura típica de los inversores resonantes como el que se puede apreciar en la figura 28 podemos ver que construyéndolo con una red de transistores obtenemos una señal cuadrada que el circuito resonante se encarga de transformar dentro de las características necesarias. En nuestro caso las características de tensión y corriente marcadas el fabricante para realizar la carga de las baterías de forma segura.

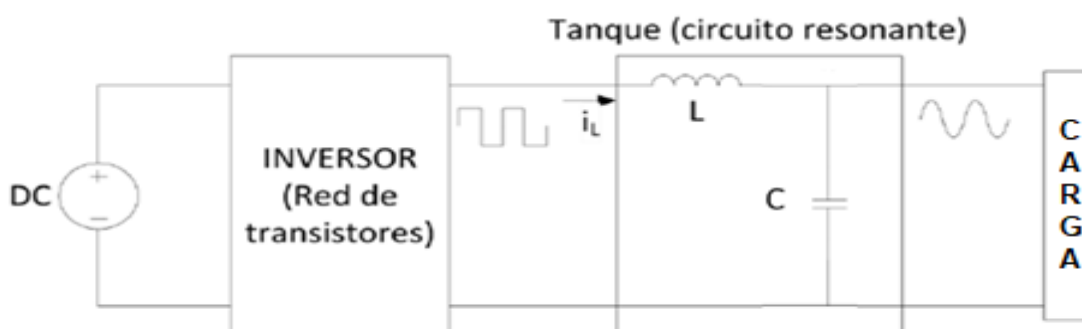


Fig.28: Estructura de un inversor resonante

Como hemos visto en el apartado anterior, los métodos habituales de control de la salida del inversor que pueden utilizarse son la amplitud de la tensión de entrada, la variación del ciclo de trabajo, o modificando la fase de la corriente del inductor y la frecuencia de conmutación de los transistores.

En este proyecto para controlar los parámetros de tensión y corriente suministrados a la batería se controlara el ángulo de desfase que hay entre los MOSFETS así como controlando la frecuencia de conmutación de esos transistores del inversor. Al modificar la frecuencia también estaremos modificando la potencia de salida como podemos ver en la siguiente figura.

En el circuito de resonancia puede ser configurado dependiendo de la frecuencia en la que se trabaje para para que predomine el efecto inductivo o el efecto capacitivo. Si se operase a la frecuencia de resonancia ω_0 los efectos inductivo y capacitivo se verían contrarrestados siendo la impedancia equivalente totalmente resistiva. Si estamos operando por encima de la frecuencia de resonancia predominaría el efecto inductivo, lo que provocaría que la intensidad estuviera retrasada respecto la tensión. Y por otro lado si el efecto predominante fuera el capacitivo la intensidad estaría adelantada respecto la tensión.

En nuestro caso lo que nos interesa es que los transistores operen en el modo de conmutación ZVS (conmutación a tensión cero) en el que la corriente va retrasada de la tensión. Por lo tanto el efecto que predomina es el inductivo porque estaremos operando por encima de la frecuencia de resonancia. La frecuencia se irá acercando a la de resonancia con el barrido de frecuencias para aumentar la corriente de forma controlada pero sin llegar a resonancia, porque en este caso la corriente necesaria para cargar las baterías LiFePO4 no es tan elevada.

En la práctica hay que tener en cuenta los posible retrasos que se pueden producir como consecuencia de los tiempos muertos que impone el driver de los transistores MOSFET y la calidad de los componentes ya que el comportamiento en carga puede no ser lineal.

Por este motivo conviene realizar un sistema de control de la frecuencia de fase. Este sistema debe encargarse de regular la frecuencia de conmutación de los transistores del inversor para conseguir que durante la carga el rango de frecuencias en los que se mueva sea siempre por encima de la frecuencia de resonancia y en valores

seguros para las baterías. Esto es necesario para que la frecuencia sea la adecuada para que se produzca la corriente justa para cargar y evitar la destrucción de los componentes del circuito.

3.2- Método de carga de baterías LiFePO₄

El convertidor diseñado es capaz de trabajar con unas señales determinadas para cargar este tipo de baterías. Si bien el algoritmo de encendido es válido para cualquier tipo de baterías, nos sería necesario la realización de unos pequeños cambios para adaptar nuestro circuito, tanto en el código como con las inductancias para trabajar con las especificaciones que demande ese tipo de batería ya que las que se utilizan en este trabajo están preparadas para trabajar a la frecuencia de 125 kHz. En este caso las principales características de la celda comercial ANR26650M1 LiFePO₄ son:

- 3.3V de voltaje nominal
- 2.3 Ah de capacidad nominal

El perfil de carga rápida propuesto en [16] se basa en una fuente de corriente constante de múltiples etapas (MCC) - voltaje constante (CV) (es decir, MCC-CV).

La etapa CC se divide en dos partes:

En la inicial (CC-I), la celda se carga a cuatro veces la capacidad nominal (es decir, 4C) hasta que el voltaje de la batería alcanza su máximo voltaje de carga, 3.6V. El microcontrolador de Arduino es el encargado de iniciar la secuencia generando las señales que gobiernan a los transistores M_1 , M_2 , M_3 y M_4 con el método del control de fase. Estas tienen que ser complementarias de inicio (180°) para $I = 0$ y llegar a idénticas para maximizar la potencia extraída del cargador, es decir, con un desfase de 0° .

Después de alcanzar la carga máxima el microcontrolador configura la segunda parte (CC-II), donde la carga se realiza a la capacidad nominal de la celda (es decir, 1C), hasta que la tensión alcance nuevamente el valor de 3.6V. Esto se consigue con el desfase de 150° entre las señales que gobiernan los transistores que como podemos ver en la figura 29 los transistores M_1 - M_2 y M_3 - M_4 conmutan alternativamente a alta

frecuencia f_{sw} . Este desfase es necesario realizarlo de forma suave para no alimentar toda la intensidad a la batería de golpe, lo que podría dañar nuestro circuito. Es importante que el protocolo de carga cumpla con las especificaciones de las baterías de ion-litio para la carga rápida [17] y no disminuya el rendimiento de la celda durante el ciclo a largo plazo [18].

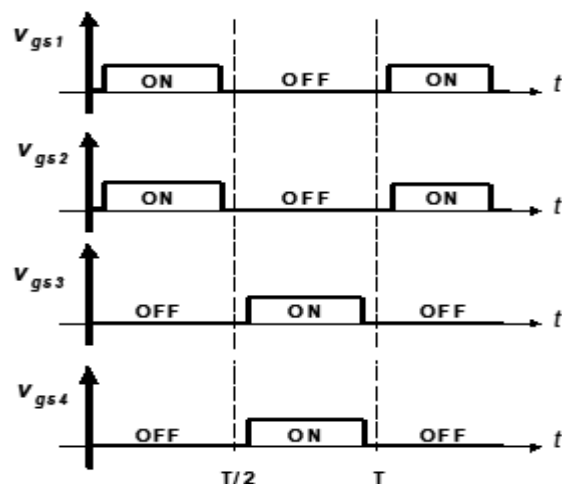


Fig.29: Señales de mando en CC-II para $I_{m\acute{a}x}$

Por último durante la etapa CV, el voltaje se establece en 3.6V durante cinco minutos, mientras que la corriente de carga disminuye.

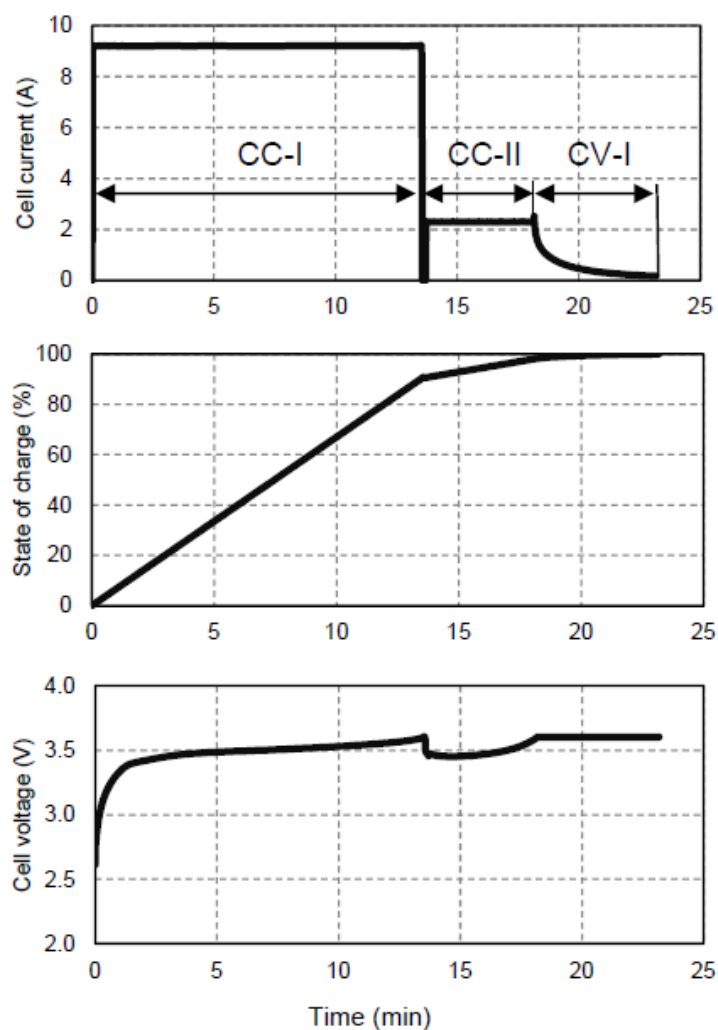


Fig.30: Valores experimentales de corriente y tensión de la batería durante la carga rápida

3.3- Modelo de la batería

La celda LiFePO4 es un sistema físico complejo pero según [19] una buena simplificación sería el modelo representado en la siguiente figura:

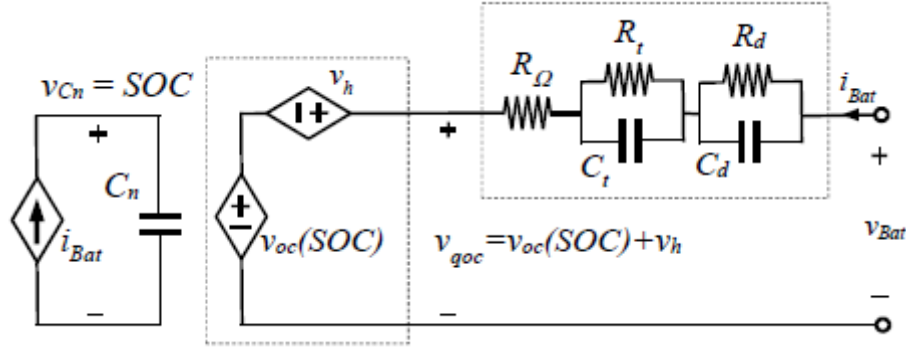


Fig.31: Modelo Batería LiFePO4

Como se explicó en el apartado de características de las baterías el SOC es el estado de carga de las baterías en %, y viene dado por la relación entre la carga de la batería Q y la capacidad nominal C_n .

$$SOC(\%) = \frac{Q}{C_n} \cdot 100 \quad (1)$$

El modelo calcula el SOC por la fuente de intensidad dependiente i_{bat} y es igual a la tensión del condensador, V_{C_n} que tiene un rango que va desde 0 cuando está descargada hasta 1 cuando está totalmente cargada.

$$SOC(t) = SOC(t_0) + \frac{1}{C_n} \int_{t_0}^t i_{bat}(t) dt \quad (2)$$

Al otro lado la fuente de tensión dependiente de V_{C_n} , $V_{oc}(SOC)$ representa la tensión de la batería en circuito abierto como una función del SOC. Debido a la complejidad para calcular experimentalmente $V_{oc}(SOC)$, en [16] se utiliza la celda de tensión de circuito casi abierto V_{qoc} , que tiene en cuenta el efecto de la histéresis de tensión causada por la estructura de la batería [20] y representada por V_h .

$$V_{qoc}(SOC) = V_{oc}(SOC) + V_h \quad (3)$$

$$V_h = \begin{cases} +V_H, & i_{bat} > 0 \\ -V_H, & i_{bat} < 0 \end{cases} \quad (4)$$

Obteniendo un nuevo modelo con la histéresis incorporada:

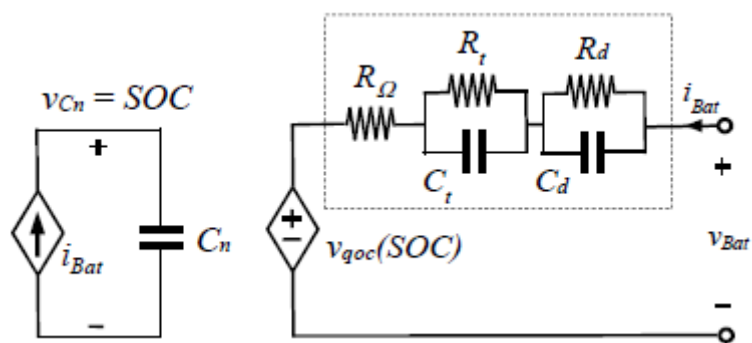


Fig.32: Modelo Batería LiFePO4 con histéresis

Los datos de interés para el diseño del cargador son los obtenidos cuando la potencia suministrada es máxima, es decir, al final de la etapa CC-I.

$$r_{Bat} = R_{\Omega} + R_t + R_d \quad (5)$$

Donde R_{Ω} es la resistencia formada por el electrolito y la resistencia del electrodo y R_t y R_d son obtenidos con un estudio dinámico de la batería.

$$V_{Bat} = V_{qoc} + I_{Bat} \cdot r_{Bat} \quad (6)$$

3.4- Convertidor resonante $L C_p C_s$ de dos etapas

El cargador de batería propuesto es el mostrado en la figura 33. El lado de CA consiste en un convertidor resonante de dos etapas, obtenido de dos secciones $L C_p C_s$ de clase D en paralelo [10]. Esta configuración de circuito mejora la capacidad de corriente de salida y reduce la pérdida de conducción en el lado de CA. El lado de CC es un rectificador doblador de corriente, establecido como etapa de salida porque presenta un mejor rendimiento y menores pérdidas que si se situara en una etapa anterior [21]. El modelo reducido, con los parámetros r_{Bat} y V_{qoc} se utiliza para representar la batería como carga según (6) [16].

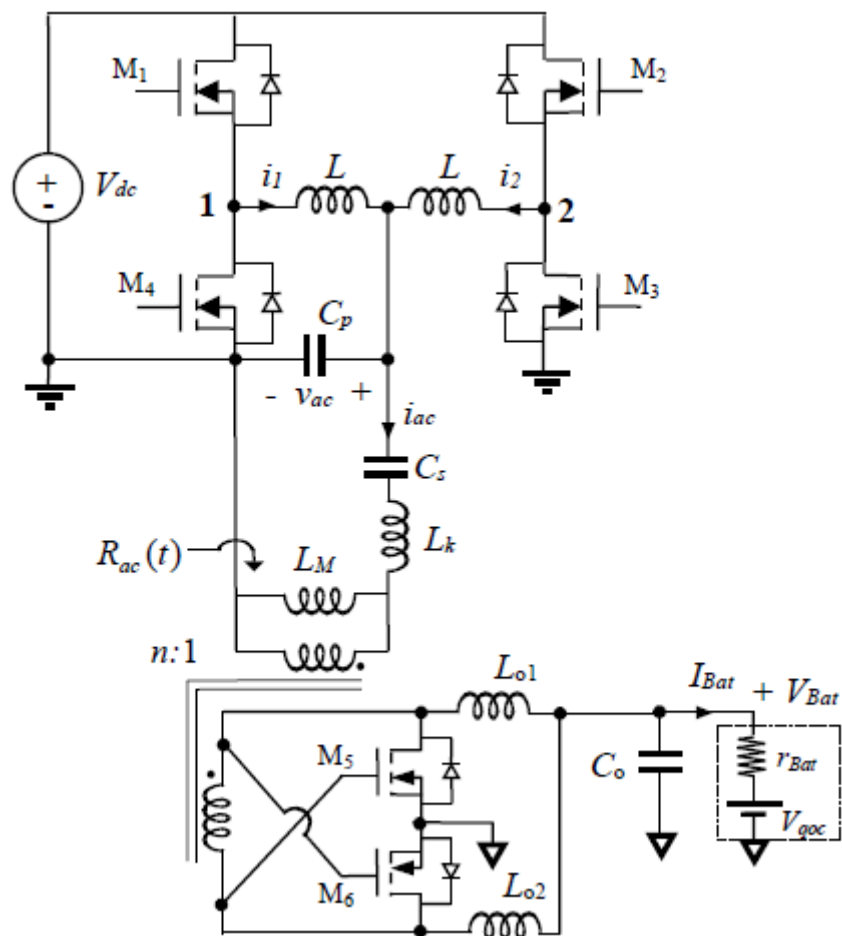


Fig.33: Cargador de baterías con inversor resonante y rectificación síncrona

El rectificador síncrono es apropiado para esta aplicación ya que la tensión de la batería es bajo. El transformador además aumenta la corriente de salida y proporciona aislamiento.

En la figura 34 se puede apreciar el recorrido de la corriente en el secundario tanto en el ciclo positivo como el negativo, que activan los MOSFETs M_5 y M_6 alternativamente. También se aprecia que se la tensión V_{ac} se aplica directamente en el primario del transformador.

Dado que el filtro de salida elimina el rizado de alta frecuencia, la aproximación de rizado bajo [22] se utiliza para estudiar el rectificador propuesto en estado estacionario. La impedancia del doblador de corriente R_{ac} en el lado de CA define algunas características importantes de la etapa del inversor, como el modo de conmutación de los transistores y la eficiencia [23].

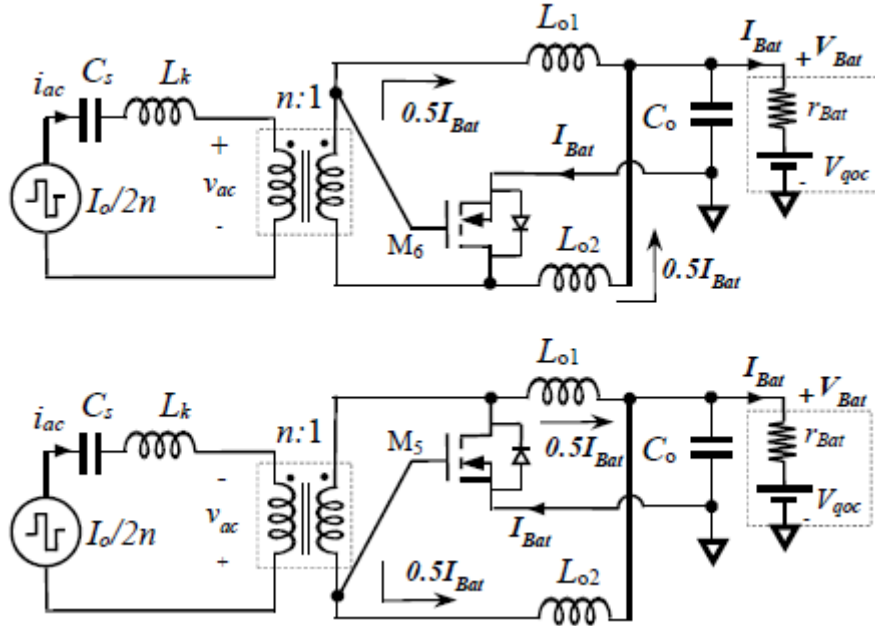


Fig.34: Ciclo positivo y negativo del doblador de corriente

El cálculo de R_{ac} se puede hacer una vez obtenidas las tensiones e intensidades del circuito en los lados de CC y CA. Teniendo en cuenta la corriente primaria total y el primer armónico de la onda cuadrada la relación entre las corrientes de CA y CC es:

$$\hat{I}_{ac} = \frac{2 \cdot I_{Bat}}{n \cdot \pi} \quad (7)$$

\hat{I}_{ac} es la intensidad en el primario del transformador y n la relación del transformador ($n:1$). La amplitud de la tensión en el lado primario del transformador se obtiene del balance de potencia en los devanados suponiendo que es un transformador ideal sin pérdidas

$$P_{ac} = P_{Bat} = \frac{\hat{I}_{ac} \cdot \hat{V}_{ac}}{2} = I_{Bat} \cdot V_{Bat} \quad (8)$$

Sustituyendo (6-7) en (8) tenemos que

$$\hat{V}_{ac} = n \cdot \pi \cdot V_{Bat} = n \cdot \pi \cdot r_{Bat} \cdot I_{Bat} + n \cdot \pi \cdot V_{qoc} \quad (9)$$

De (6) y (8), la batería está modelada desde el lado de CA por

$$\hat{V}_{ac} = \frac{n^2 \cdot \pi^2}{2} \cdot r_{Bat} \cdot \hat{I}_{ac} + n \cdot \pi \cdot V_{qoc} \quad (10)$$

Finalmente desde (9) y (10) la etapa del doblador de corriente se refleja en el lado de CA como la resistencia equivalente R_{ac}

$$R_{ac} = \frac{\pi^2}{2} \cdot n^2 \cdot R_{Bat} = \frac{\pi^2}{2} \cdot n^2 \cdot \left(r_{Bat} + \frac{V_{qoc}}{I_{Bat}} \right) \quad (11)$$

3.4.1- Etapa de inversor resonante

El convertidor diseñado permite alimentar el cargador con la intensidad que necesitamos para el tipo de batería a una frecuencia fija. El control se hace a través del control de fase con el ángulo Ψ , que es el desfase entre las señales que controlan los MOSFETs M_1 - M_3 y M_2 - M_4 .

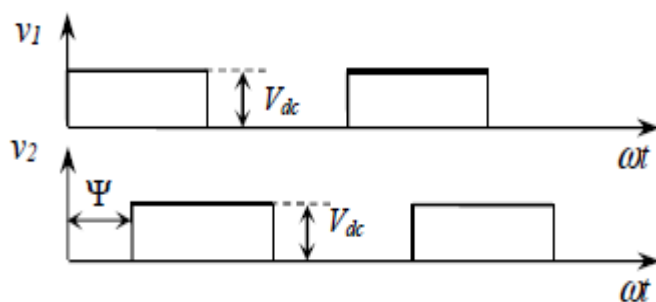


Fig.35: Salidas de tensión en los puntos 1 y 2 del convertidor

Podemos aproximar las tensiones en el punto medio, $V_{1,2}$ y representarlas con la forma

$$V_{1,2} = \frac{2 \cdot V_{dc}}{\pi} \cdot e^{2 \pm j(\frac{\Psi}{2})} \quad (12)$$

Y usando la aproximación fundamental para la etapa de AC y la de rizado bajo en la de DC (6-10) podemos simplificar el convertidor de resonancia propuesto a

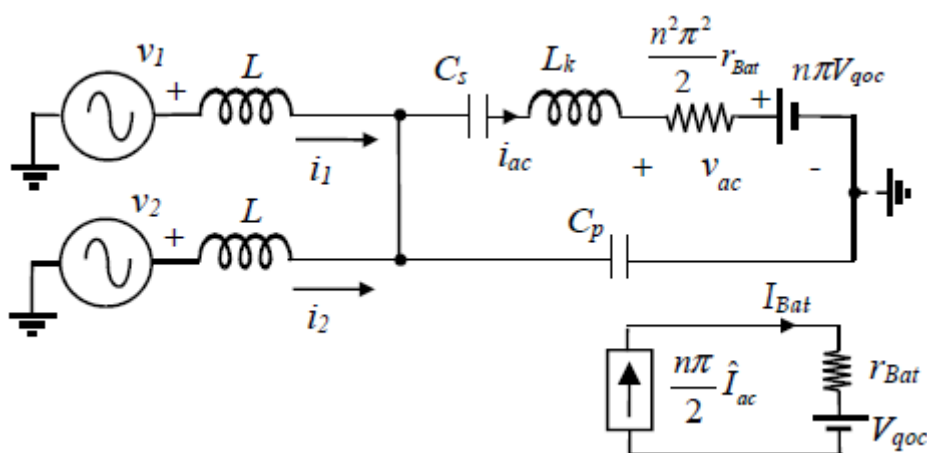


Fig.36: Circuito del convertidor propuesto simplificado

Para el análisis se tiene en cuenta las pérdidas de la bobina del transformador L_k durante el análisis de la etapa AC y se desprecia la inductancia de magnetización del transformador L_M .

Los parámetros principales del convertidor resonante están definidos por los parámetros de la siguiente tabla:

Parallel Resonant Frequency	Parallel Characteristic Impedance	Parallel Quality Factor
$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p/2}}$	$Z_p = \omega_p L = \frac{2}{\omega_p C_p}$	$Q_p = \frac{2R_{ac}}{Z_p}$

Fig.37: Parámetros paralelos del inversor $L C_p C_s$ de dos etapas

3.4.2- Intensidades de los lados de CA y CC

El funcionamiento de la fuente de intensidad del convertidor resonante propuesto se logra fijando la frecuencia de conmutación en $\omega = \omega_p$, donde ω es la frecuencia de resonancia paralela de la tabla anterior. Como la frecuencia de conmutación es constante, el convertidor se comporta como una fuente de intensidad controlada por el desfase, el ángulo Ψ . Una vez que la frecuencia de conmutación se fija en $\omega = \omega_p$, la intensidad $I_{1,2}$, de las corrientes resonantes se dan en función de ese ángulo Ψ .

$$I_{1,2} = \frac{2 \cdot V_{dc}}{\pi \cdot Z_p} \left\{ Q_p \cos\left(\frac{\Psi}{2}\right) \pm \sin\left(\frac{\Psi}{2}\right) - j \left(1 + \frac{C_p}{C_s} - 2 \cdot \frac{L_k}{L}\right) \cos\left(\frac{\Psi}{2}\right) \right\} \quad (13)$$

La corriente de salida del lado de CA, I_{ac} se calcula mediante

$$I_{ac} = -j \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi \cdot Z_p} \cos\left(\frac{\Psi}{2}\right) \quad (14)$$

Donde se ve que I_{ac} no depende de la carga, por lo que a partir de (7) y (14) la corriente con la que cargamos la batería depende únicamente de Ψ .

$$I_{Bat} = \frac{2 \cdot n \cdot V_{dc}}{Z_p} \cos\left(\frac{\Psi}{2}\right) \quad (15)$$

De esta fórmula se ve que el valor máximo de I_{Bat} se obtiene cuando $\Psi = 0$.

$$I_{Bat(m\acute{a}x)} = \frac{2 \cdot n \cdot V_{dc}}{Z_p} \quad (16)$$

Durante la última etapa de tensión constante la intensidad suministrada a la carga debe regularse para evitar que la tensión de la batería exceda

$$V_{Bat(m\acute{a}x)} = V_{qoc(m\acute{a}x)} + I_{Bat(m\acute{a}x)} \cdot r_{Bat(m\acute{a}x)}$$

Por lo que debemos controlar el ángulo Ψ de forma precisa entre su valor de intensidad máximo (0°) y el mínimo (180°). Esto permite calcular la capacidad suministrada a la batería en Ah.

3.4.3- Variación del factor de calidad

Durante el proceso de carga el valor de R_{Bat} cambia en función de $V_{Bat(m\acute{a}x)}$ y de $I_{Bat(m\acute{a}x)}$ dado por el perfil de carga de la imagen 30 [16]. Al final de la etapa CC-I es cuando la potencia $P_{Bat(m\acute{a}x)} = V_{Bat(m\acute{a}x)} \cdot I_{Bat(m\acute{a}x)}$ alcanza su valor máximo y el punto en el que es necesario adquirir los datos para el diseño del convertidor definiendo el valor del factor de calidad Q_p .

$$Q_p = \frac{n \cdot \pi^2 \cdot V_{Bat(m\acute{a}x)}}{2 \cdot V_{dc}} = \frac{n \cdot \pi^2 \cdot (V_{qoc(m\acute{a}x)} + I_{Bat(m\acute{a}x)} \cdot r_{Bat(m\acute{a}x)})}{2 \cdot V_{dc}} \quad (17)$$

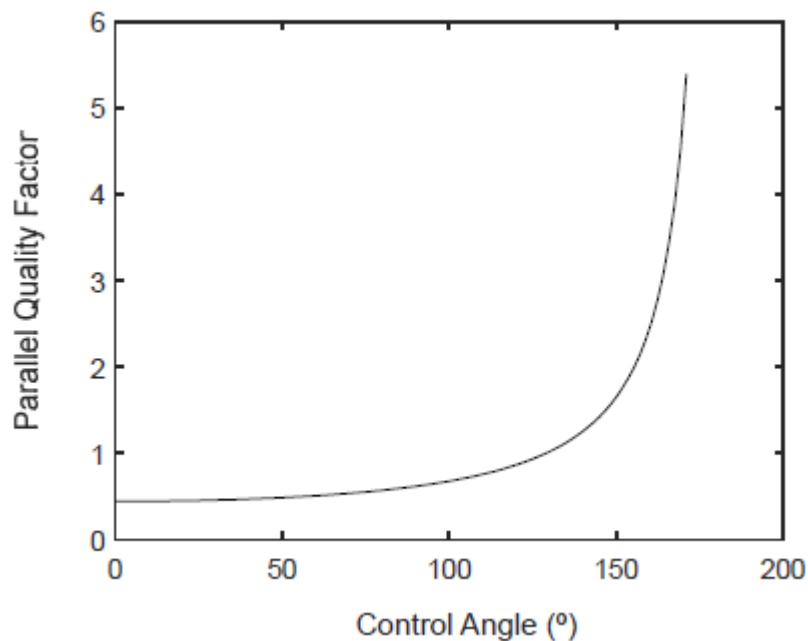
Según (17) en la etapa que funciona como fuente de corriente el valor de Q_p es más bajo que el nominal, lo que produce que el comportamiento sea inductivo, y según se comentó previamente en el apartado 3.1.1 sobre el control de los inversores resonantes, esto nos asegura que el inversor resonante trabaje en el modo ZVS.

Como en la etapa que el convertidor trabaja como fuente de corriente la intensidad se produce un incremento del valor de R_{Bat} y por lo tanto de R_{ac} y de Q_p .

Suponiendo que el valor de $V_{Bat(m\acute{a}x)}$ se mantiene constante y que trabaja con el valor de R_{ac} dado por la ecuación (11) y el de I_{Bat} en la (15) el factor de calidad resulta:

$$Q_p = \frac{n \cdot \pi^2 \cdot r_{Bat}}{Z_p} + \frac{n \cdot \pi^2 \cdot V_{qoc(m\acute{a}x)}}{2 \cdot V_{dc} \cos\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad (18)$$

Con esta ecuación se puede determinar cómo varia Q_p durante la etapa CV en la que la intensidad va disminuyendo



Parámetros

$$n = 10$$

$$\frac{r_{Bat}}{Z_p} \rightarrow 0$$

$$V_{qoc(máx)} = 3,5V$$

$$V_{dc} = 400V$$

Fig.38: Variación de Q_p en función de Ψ durante la etapa CV [16]

El único inconveniente que puede surgir es que si con baja carga el valor de Q_p se incrementa se pondría en riesgo seguir trabajando en el modo ZVS, pero por el contrario se logra un bajo rizado y una mayor eficiencia.

3.4.4- Rendimiento del convertidor

El rendimiento total del cargador vendrá definida por

$$\eta = \eta_I \cdot \eta_R \quad (19)$$

- η_I es el rendimiento del inversor resonante
- η_R es el rendimiento del doblador de corriente

Rendimiento del inversor

Como el modo de trabajo de los transistores es ZVS las pérdidas de conmutación se consideran despreciables, por lo que solo se consideran las de conducción resultando

$$\eta_I = \frac{1}{1 + \frac{r}{R_{ca}} \cdot \frac{(\hat{I}_1^2 \cdot \hat{I}_2^2)}{\hat{I}_{ac}^2}} \quad (20)$$

La resistencia r representa los r_{ds} de los MOSFETs y los ESR de las bobinas.

Si se sustituye en (20) $\Psi = 0$ obtenemos el valor máximo de eficiencia

$$\eta_{I(máx)} = \frac{1}{1 + \frac{r}{2 \cdot R_{ca}} \cdot \left[\left(1 + \frac{C_p}{C_s} - 2 \cdot \frac{L_k}{L} \right)^2 + Q_p^2 \right]} \quad (21)$$

A partir de (16), la eficiencia máxima de la etapa del inversor $\eta_{I(máx)}$ se mejora al aumentar R_{ca} . La forma sencilla de aumentar R_{ca} es a través de la relación de vueltas del transformador n . Pero como se comentó en el apartado anterior hay que tener en cuenta que si Q_p aumenta los transistores podrían dejar de trabajar en modo ZVS.

Tras la sustitución de (11) y (17) en (21), se obtiene $\eta_{I(máx)}$ en función de los parámetros del convertidor

$$\eta_{I(máx)} \approx \frac{1}{1 + \frac{I_{Bat(máx)} \cdot r \cdot \left(1 + \frac{C_p}{C_s} - 2 \cdot \frac{L_k}{L} \right)^2}{n \cdot \pi^2 \cdot V_{Bat(máx)}}} \quad (22)$$

Teniendo en cuenta la estrecha relación entre Q_p , n y $\frac{r}{R_{ca}}$ el proceso de diseño para encontrar un valor adecuado de estos parámetros puede implicar ciclos iterativos. También se debe tener en cuenta el efecto de la relación de condensadores $\frac{C_p}{C_s}$ y la relación de inductores $\frac{L_k}{L}$ sobre la eficiencia. A partir de (23), se puede observar que al cumplir con la condición $\frac{C_p}{C_s} < \frac{2 \cdot L_k}{L}$ la eficiencia también mejora.

Rendimiento del rectificador doblador de corriente

η_R se obtiene del análisis del circuito de la figura 34, analizando el recorrido de las intensidades. Se considera que solo hay pérdidas de conducción, por lo que la P_T en el secundario del transformador ideal es

$$P_T = P_{Bat} + I_{Bat}^2 \cdot r_{ds} + \frac{I_{Bat}^2 \cdot r_{LF}}{4} \quad (23)$$

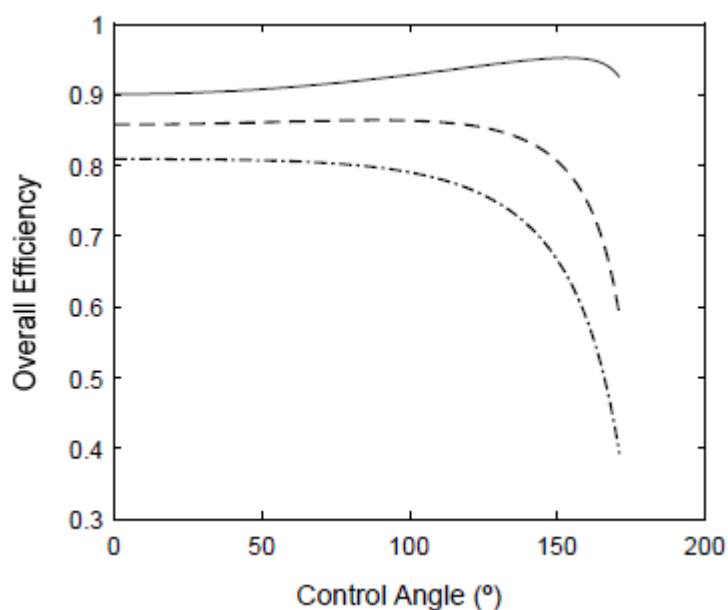
$P_{Bat} = V_{Bat} \cdot I_{Bat}$ y r_{LF} es la ESR de las inductancias del filtro $L_{o1} L_{o2M}$.

El rendimiento viene dado por $\eta_R = \frac{P_{Bat}}{P_T}$ por lo que

$$\eta_R = \frac{1}{1 + \frac{I_{Bat} \cdot \left(r_{ds} \cdot \frac{r_{LF}}{4} \right)}{V_{Bat}}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{ds}}{R_{Bat}} + \frac{r_{LF}}{4 \cdot R_{Bat}}} \quad (24)$$

De esta última ecuación vemos que en condiciones de carga pequeña, $I_{Bat} \rightarrow 0$, el rendimiento del rectificador doblador se aproxima a su máximo. En contraste, la etapa del inversor resonante logra su máximo rendimiento en la operación a plena carga.

El rendimiento del cargador viene dado por $\eta = \eta_I \cdot \eta_R$ y en la siguiente figura se representa en función del ángulo de control Ψ para la relación de n giros del transformador.



Parámetros

$$r_{ds} = 47m\Omega$$

$$r_{LF} = 150m\Omega$$

$n = 2$ línea discont. con punto

$n = 3$ línea discontinua

$n = 10$ línea continua

Fig.39: Rendimiento del cargador en función de Ψ [16]

De la figura se obtiene que el rendimiento del cargador tiende a ser plana en un amplio rango de Ψ . A medida que aumenta el valor de n , la zona plana de la curva es más ancha, lo que es una característica muy interesante para el cargador de batería. Esta característica garantiza una alta eficiencia incluso en condiciones de baja carga, es decir, al final de la etapa CV, cuando la batería está completamente cargada [16].

3.5- Modelo del cargador

3.5.1- Modelo de la batería

El modelo utilizado viene de un estudio experimental de la celda ANR26650M1 LiFePO4 cuyo análisis está en [16].

Los resultados de las pruebas experimentales muestran una capacidad de celda de $C = 2048Ah$ que se representa en el modelo por un condensador $c_n = 7372,8F$.

El modelo se implementó en MATLAB-Simulink® dando los siguientes parámetros:

$$\left. \begin{array}{l} R_o = 10m\Omega \\ R_t = 7m\Omega \\ R_d = 7m\Omega \end{array} \right\} \text{ por lo que la resistencia total de la batería es } R_{Bat} = 24m\Omega .$$

La constante de tiempo de transporte es $R_t C_t = 5s$, por lo tanto $C_t = 714.3F$ y la constante de tiempo de difusión es $R_d C_d = 35s$ por lo que $C_d = 5000F$.

Los datos obtenidos experimentalmente y en el simulador de R_{Bat} y de la intensidad para una capacidad 1C (2.3A) están en concordancia.

3.5.2- Modelo del convertidor

El análisis determina los siguientes parámetros para el convertidor:

$$\begin{array}{lll} V_{Bat(m\acute{a}x)} = 3.6V & \frac{C_p}{C_s} = 0.1 & L = \frac{Z_p}{\omega_p} = 1.1mH \\ I_{Bat} = 4C = 9.2A & Q_p = 0.5 & C_p = \frac{2}{\omega_p \cdot Z_p} = 3nF \\ V_{dc} = 400V & n = 10 & C_s = 30nF \\ \omega = 2 \cdot \pi = 125kHz & Z_p = 870 & C_o = 220\mu F \end{array}$$

El transformador doblador se implementa con un núcleo ETD34 del material 3C96.

$$L_M = 5mH$$

$$L_k = 8\mu H$$

3.6- Simulaciones

Para validar el análisis y el diseño del convertidor propuesto, se simula el circuito utilizando el software LTspice IV.

3.6.1- Simulaciones cargador sin rectificación síncrona $I_{Bat(m\acute{a}x)}$ ($\Psi = 0$)

El circuito simulado es el siguiente:

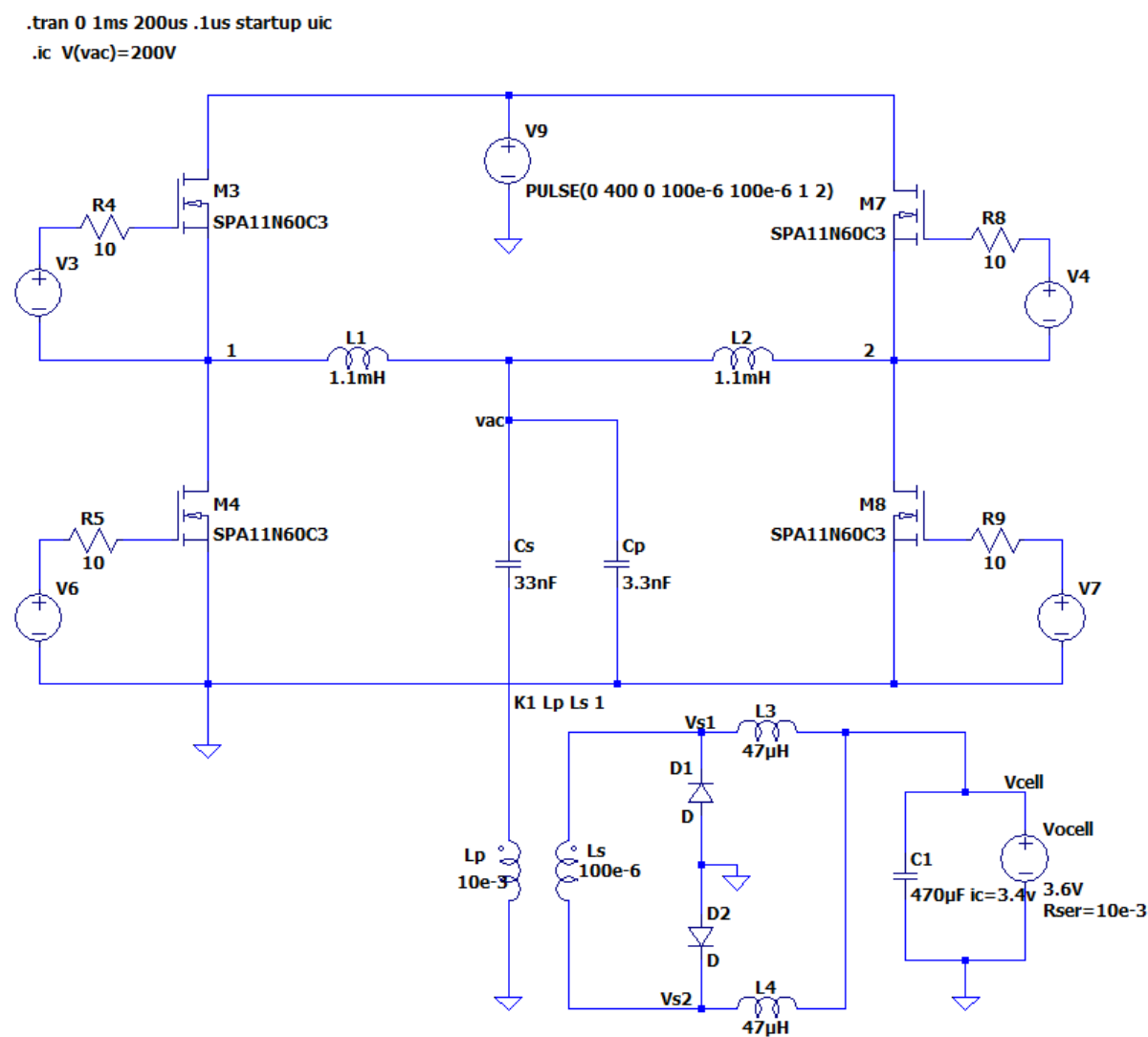


Fig.40: Modelo cargador en LTspice IV sin RS

Para conseguir la $I_{Bat(m\acute{a}x)}$ debemos provocar que el desfase entre V1 y V2 sea 0° , por lo que las se\u00f1ales de mando de los MOSFETs, donde V(N002,1) es M_1 , V(n006) es M_3 , V(N005,2) es M_2 y V(n009) es M_4 ser\u00e1n las siguientes en la etapa CC-I:

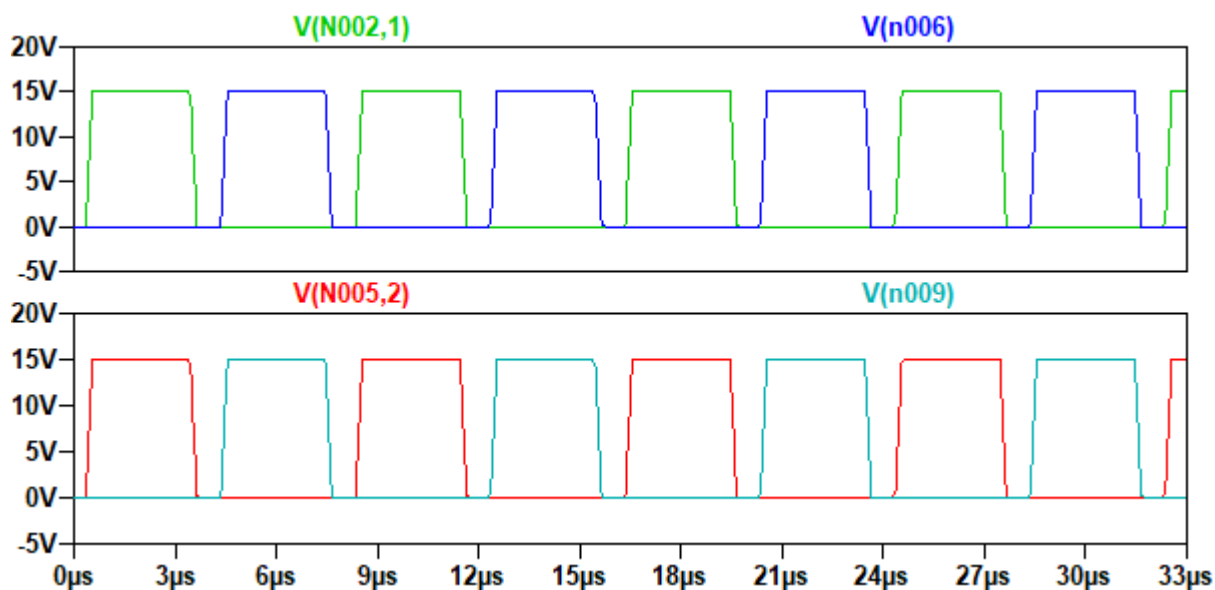


Fig.41: Formas de onda mando MOSFETS en LTspice para $I_{Bat(m\acute{a}x)}$

Obteniendo las siguientes formas de onda en el inversor resonante para $\Psi = 0$.

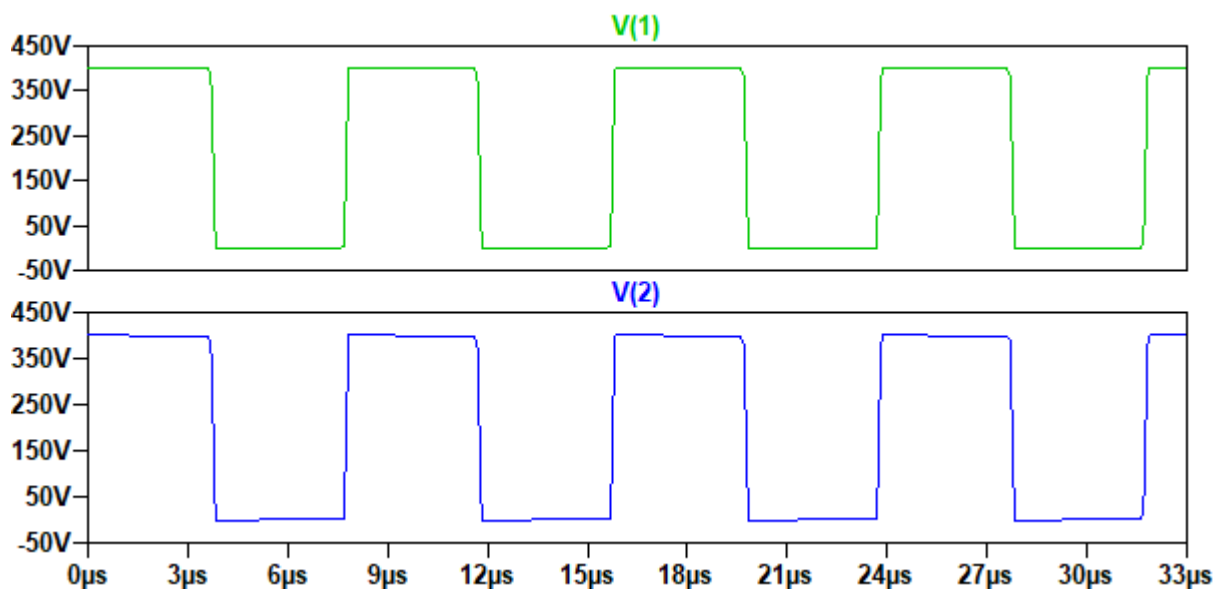


Fig.42: Formas de onda V1 y V2 en LTspice para $I_{Bat(m\acute{a}x)}$

Donde se comprueba que las se\u00f1ales est\u00e1n completamente en fase.

Formas de onda en la conducción de los diodos del rectificador

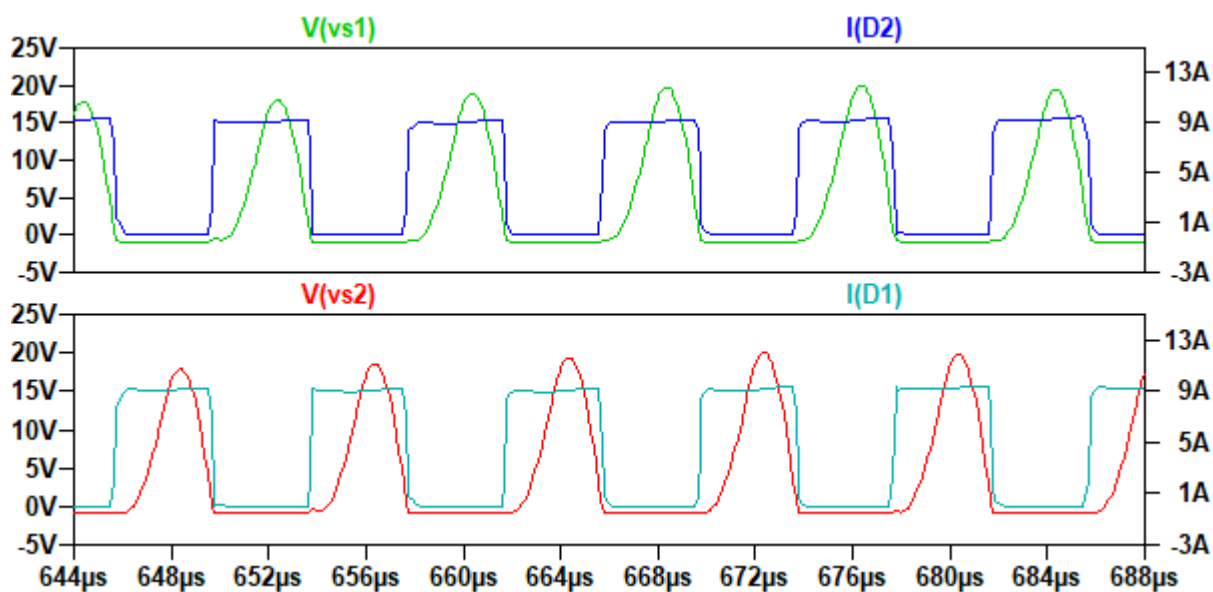


Fig.43: Formas de onda de la conducción de los diodos en LTspice para $I_{Bat(m\acute{a}x)}$

Los diodos no están a 0V cuando están en OFF, por lo que se están generando pérdidas y por ello se pierde eficiencia. Si ampliamos la imagen se aprecia mejor.

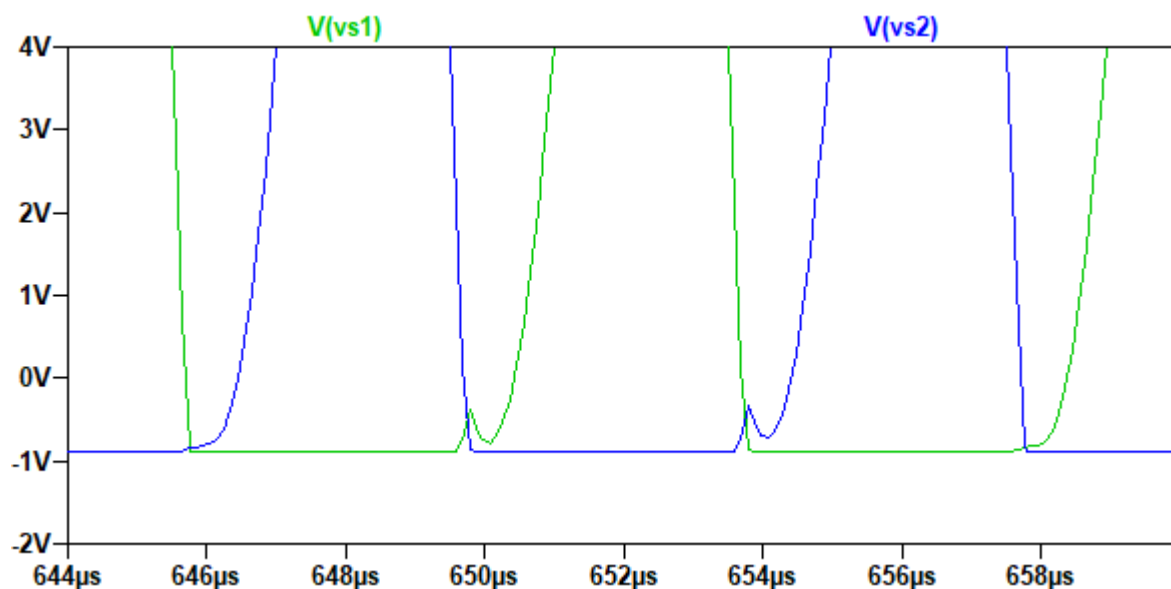


Fig.44: Conducción de los diodos ampliado en LTspice para $I_{Bat(m\acute{a}x)}$

Formas de onda en la batería

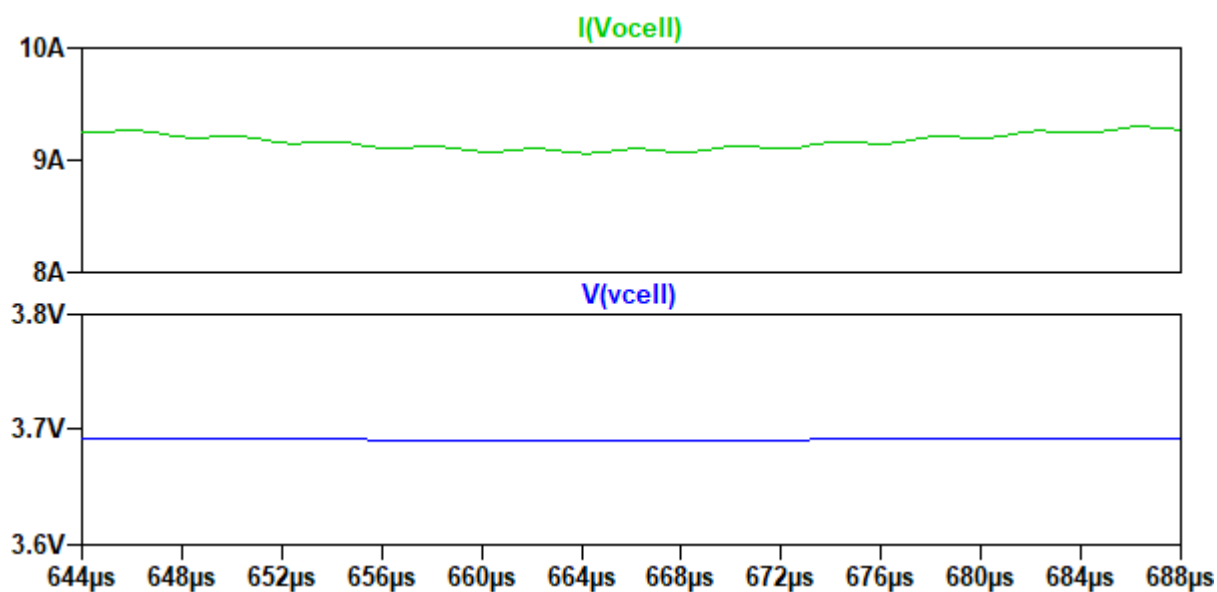


Fig.45: Señales I_{Bat} y V_{Bat} sin RS en LTspice para $I_{Bat(máx)}$

Con los valores medios de 9,1966A y 3,682V

Rendimiento del cargador

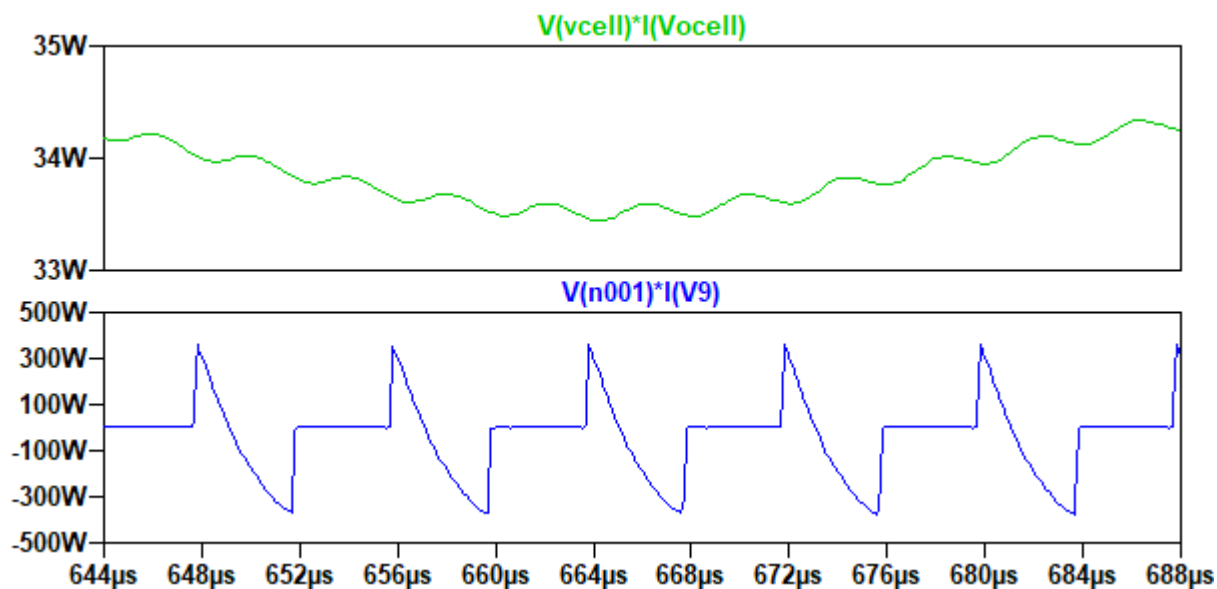


Fig.46: Formas de onda del rendimiento del cargador sin RS en LTspice para $I_{Bat(máx)}$

Donde el valor medio de la potencia en la carga es 33.876W y el que suministra la fuente es de -44.744W, por lo que se obtiene un rendimiento de $\eta=75.71\%$ para un cargador sin RS.

3.6.2- Simulaciones cargador con rectificación síncrona

Ahora sustituimos los diodos por MOSFETs para la rectificación síncrona simulando el siguiente circuito

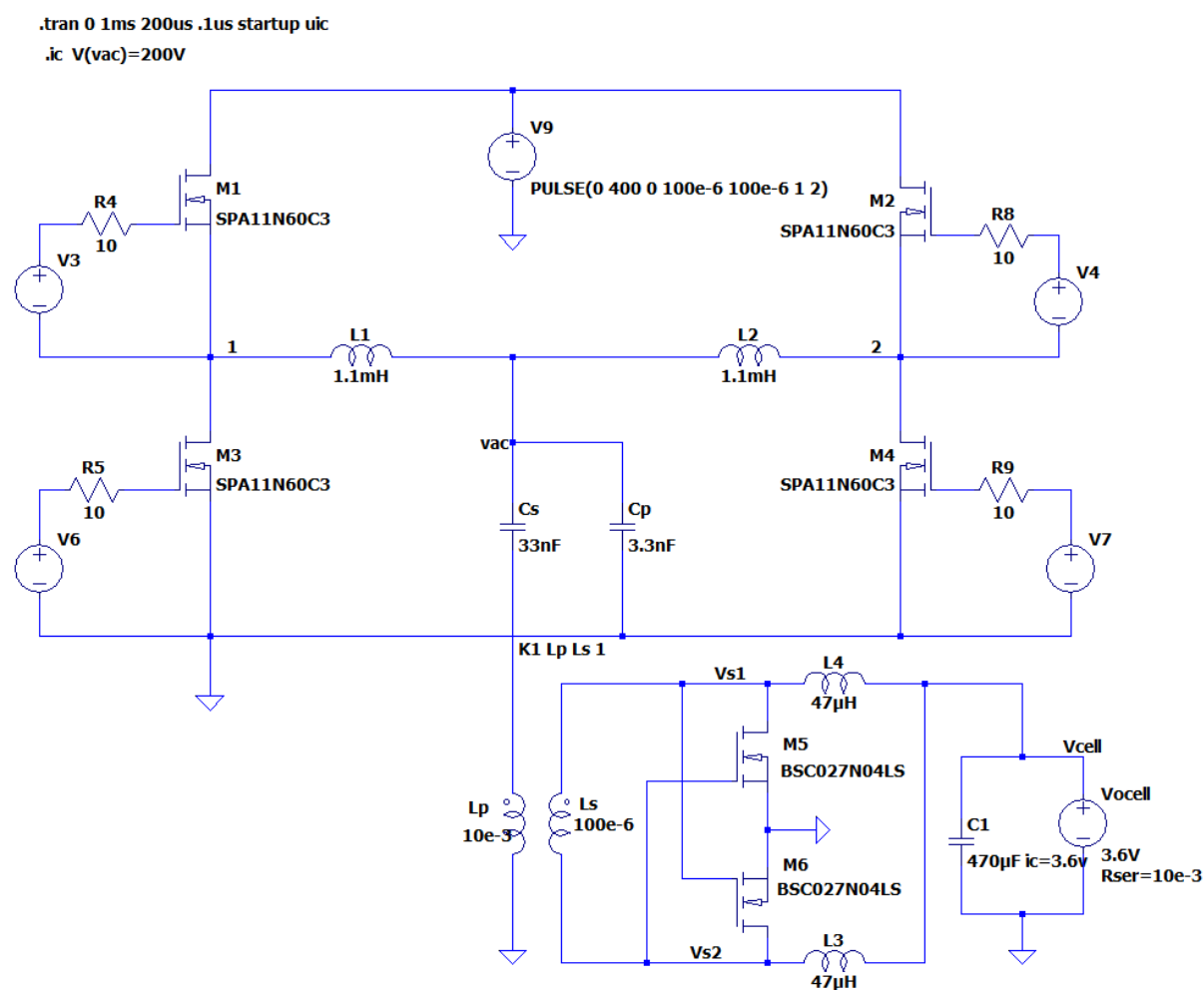


Fig.47: Modelo cargador en LTspice IV con RS

Las señales generadas para controlar los MOSFETs del circuito son las mismas que el la figura 41 y dan el mismo resultado en las tensiones del inversor resonante de la figura 42.

Señales en la conducción de los transistores del rectificador

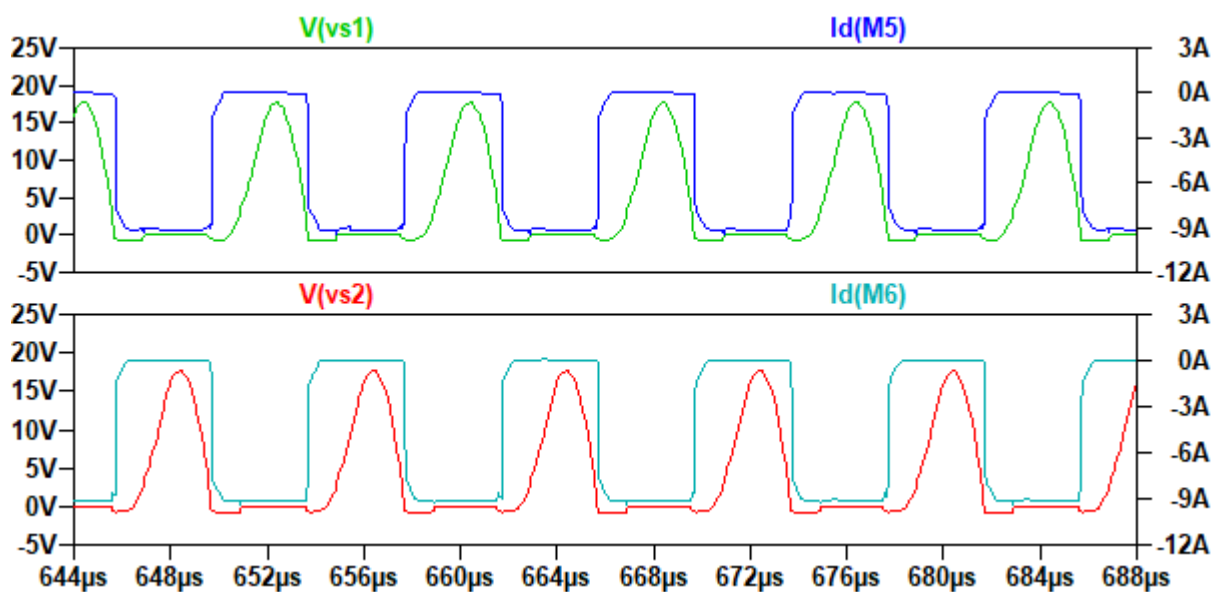


Fig.48: Señales de la conducción de los MOSFETs en LTspice para $I_{Bat(m\acute{a}x)}$

En comparación con el rectificador de diodos, los MOSFETs están a 0V cuando no están conduciendo (OFF), por lo que las pérdidas se minimizan y el rendimiento sube.

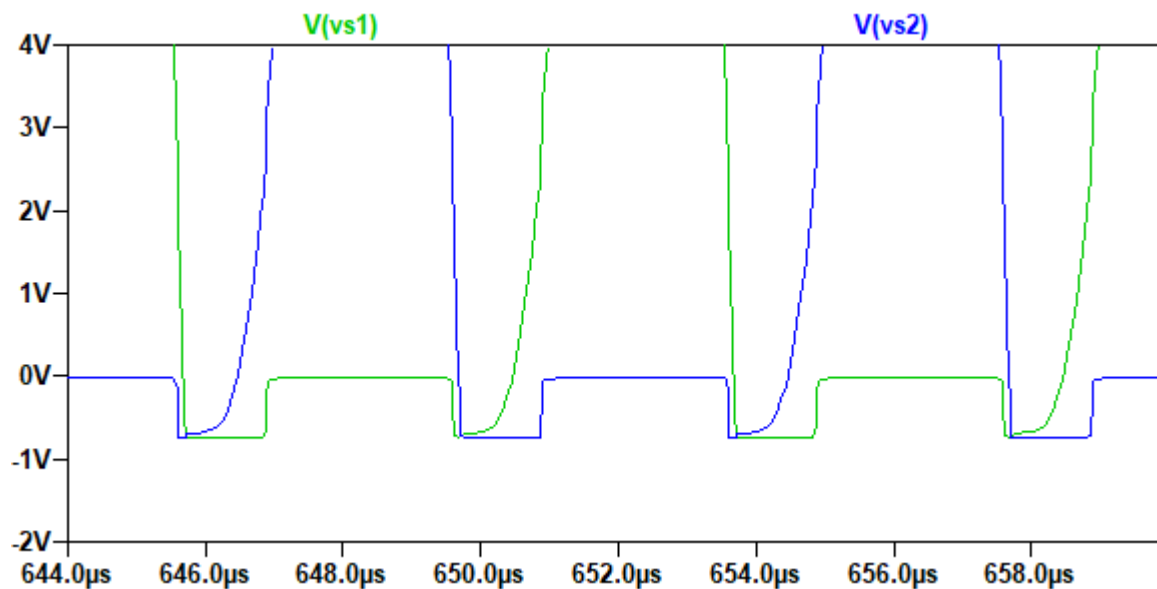


Fig.49: Conducción de los MOSFETs ampliado en LTspice para $I_{Bat(m\acute{a}x)}$

Señales en la batería

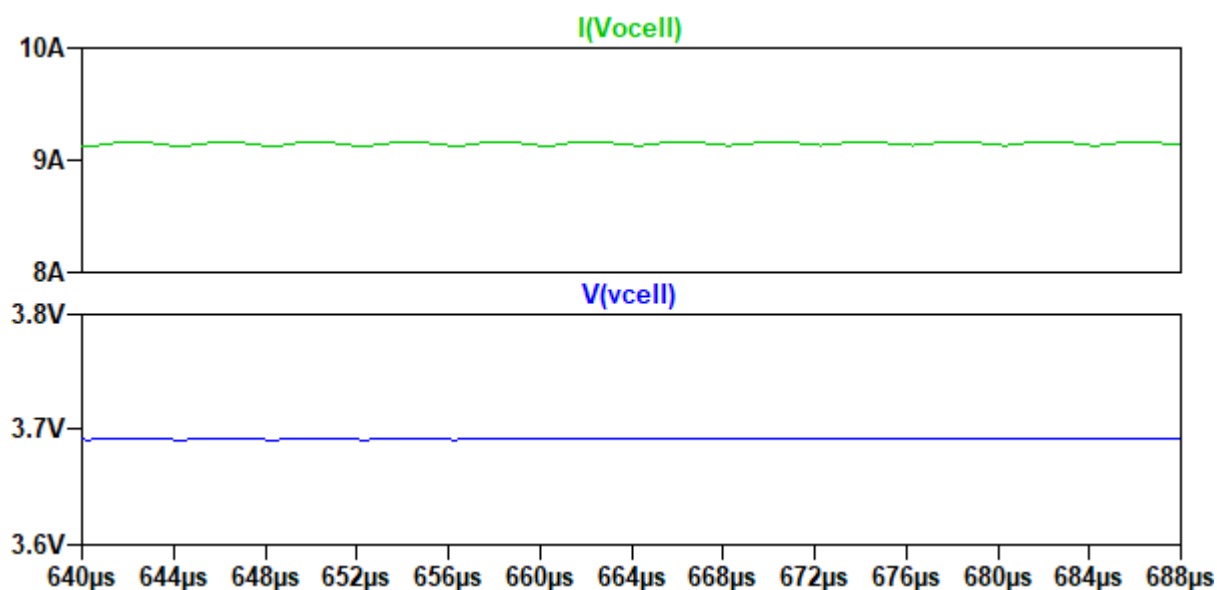


Fig.50: Señales I_{Bat} y V_{Bat} con RS en LTspice para $I_{Bat(máx)}$

La intensidad que suministra el doblador de corriente a la batería tiene unos valores medios de 9.1491A y 3.6915V en la etapa CC-I.

Rendimiento del cargador con RS

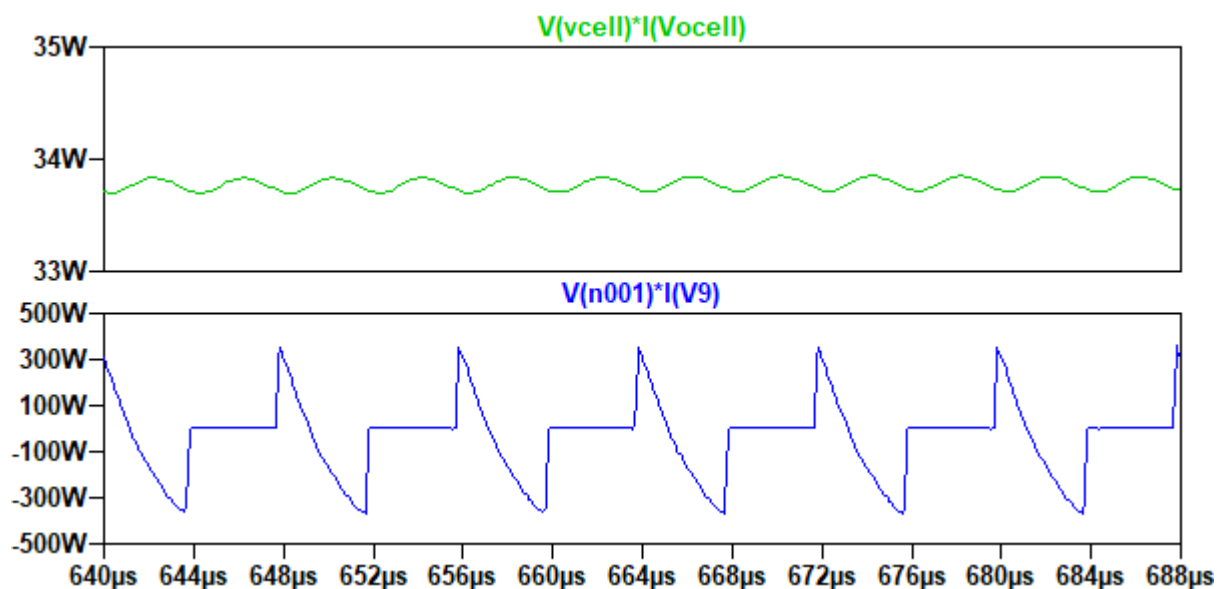


Fig.51: Señales rendimiento cargador con RS en LTspice para $I_{Bat(máx)}$

Donde el valor medio de la potencia en la carga es 33.894W y el que suministra la fuente es de -38.023W, por lo que se obtiene un rendimiento de $\eta=89.14\%$ para un

cargador con RS, viendo que es muy beneficioso el uso de los MOSFETs en vez de los diodos, aumentando el rendimiento de 75 a 89.

Señales CC-II

En la etapa CC-II se cambia el desfase a 150° con las señales de mando:

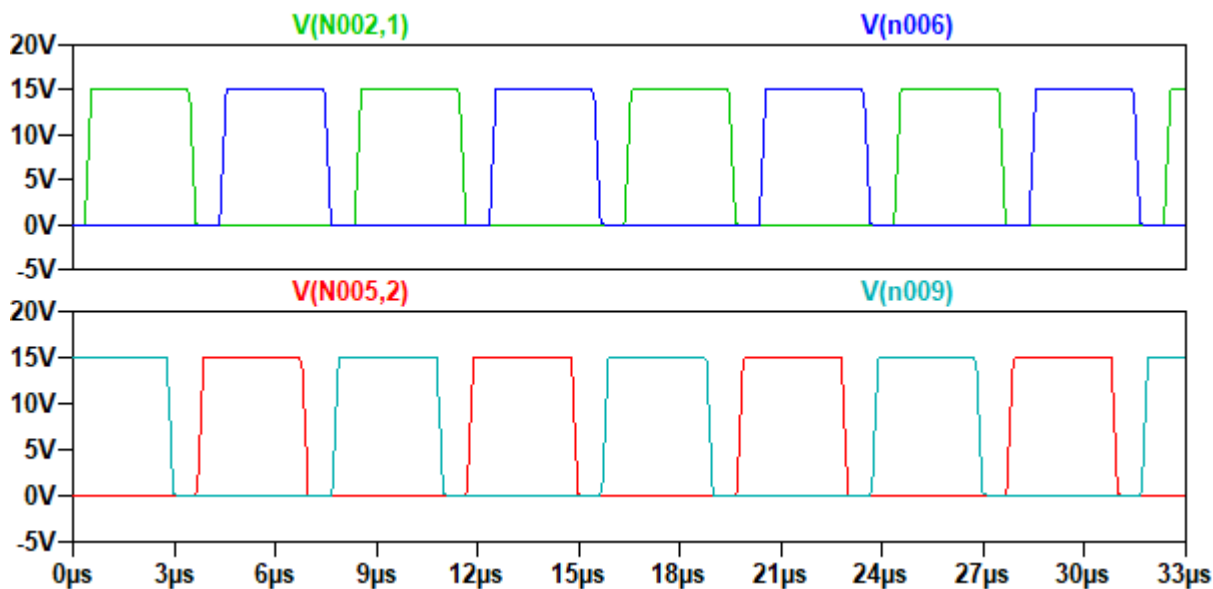


Fig.52: Señales mando MOSFETS en LTspice para $I_{Bat(CC-2)}$

Entre V_1 y V_2 se tiene un desfase $3.33\mu s$, es decir, 150° .

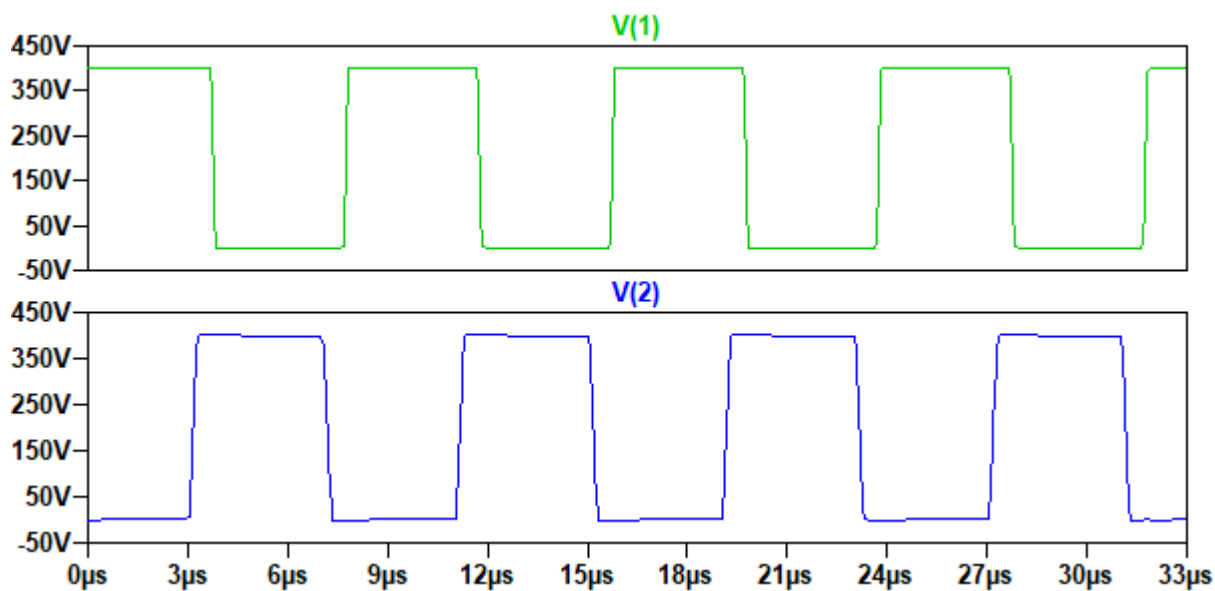


Fig.53: Señales V_1 y V_2 en LTspice para $I_{Bat(CC-2)}$

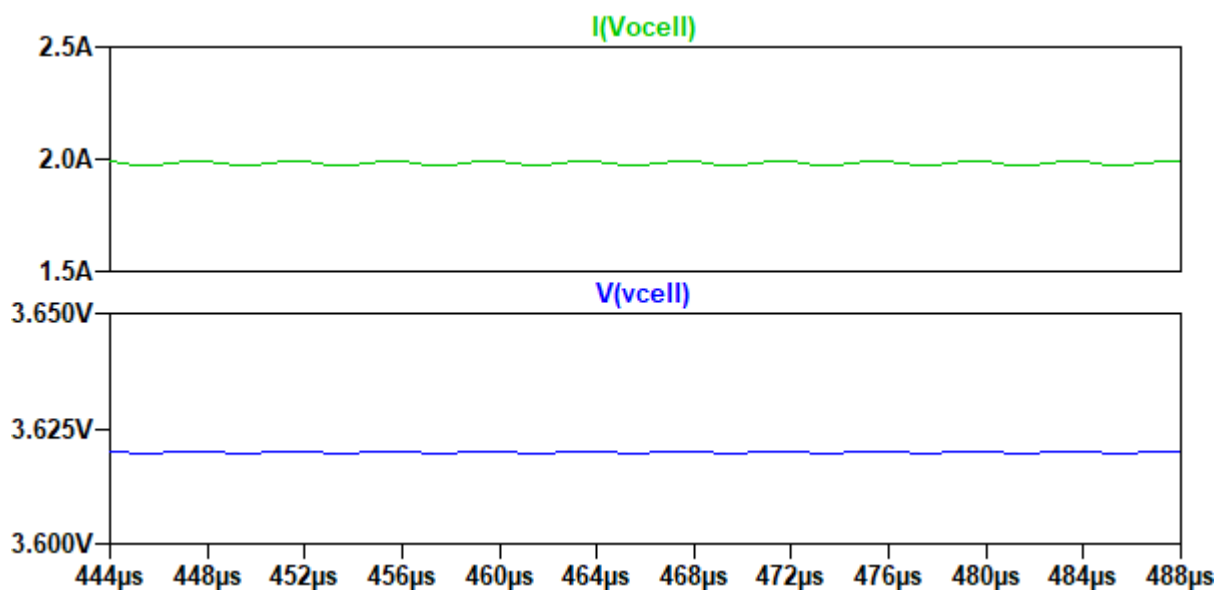


Fig.54: Señales I_{Bat} y V_{Bat} con RS en LTspice para $I_{Bat(CC-2)}$

Y se aprecia cómo estamos alimentando una corriente 1C de la batería.

Datos obtenidos con Rectificación Síncrona y sin ella

Datos obtenidos con Rectificación Síncrona					
ϕ (°)	V (V)	I (A) Con R.S.	Pout (W)	Pin (W)	η (%) Con R.S
180	3,5990	0,0990	0,3530	0,5150	68,5437
165	3,6080	0,7980	2,8819	3,1219	92,3124
150	3,6198	1,9819	7,1741	7,6410	93,8895
135	3,6315	3,1455	11,4230	12,1960	93,6619
120	3,6430	4,2980	15,6580	16,8530	92,9093
105	3,6534	5,3432	19,5210	21,2260	91,9674
90	3,6629	6,2925	23,0490	25,3280	91,0021
75	3,6715	7,1504	26,2530	29,1270	90,1329
60	3,6785	7,8516	28,8820	32,3090	89,3930
45	3,6841	8,4106	30,9860	34,8930	88,8029
30	3,6883	8,8277	32,5590	36,8550	88,3435
15	3,6907	9,0712	33,4790	38,0060	88,0887
0	3,6915	9,1491	33,8940	38,0230	89,1408

Fig.55: Valores simulación sin RS

Datos obtenidos sin Rectificación Síncrona					
ϕ (°)	V (V)	I (A) Sin R.S.	P _{out} (W)	P _{in} (W)	η (%) Sin R.S.
180	3,6000	0,0000	0,0000	0,3420	0,0000
165	3,6065	0,6490	2,3412	3,0844	75,9046
150	3,6185	1,8469	6,6831	8,5121	78,5129
135	3,6304	3,0401	11,0370	14,0320	78,6559
120	3,6423	4,2291	15,4040	19,6730	78,3002
105	3,6531	5,3095	19,3960	24,8980	77,9018
90	3,6629	6,2877	23,0310	29,7090	77,5220
75	3,6717	7,1702	26,3270	34,1020	77,2008
60	3,6789	7,8853	29,0090	37,7100	76,9265
45	3,6845	8,4508	31,1370	40,5870	76,7167
30	3,6887	8,8665	32,7060	42,7160	76,5662
15	3,6912	9,1166	33,6510	44,0450	76,4014
0	3,6820	9,1966	33,8760	44,7440	75,7107

Fig.56: Valores simulación con RS

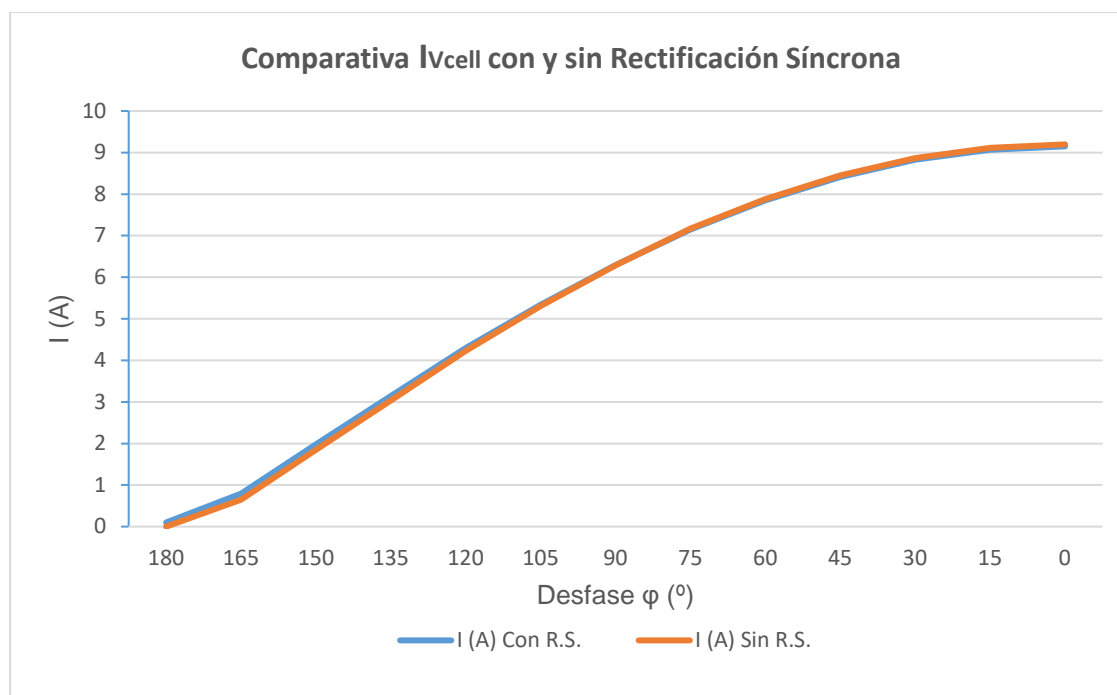


Fig.57: Comparación de corrientes con y sin RS

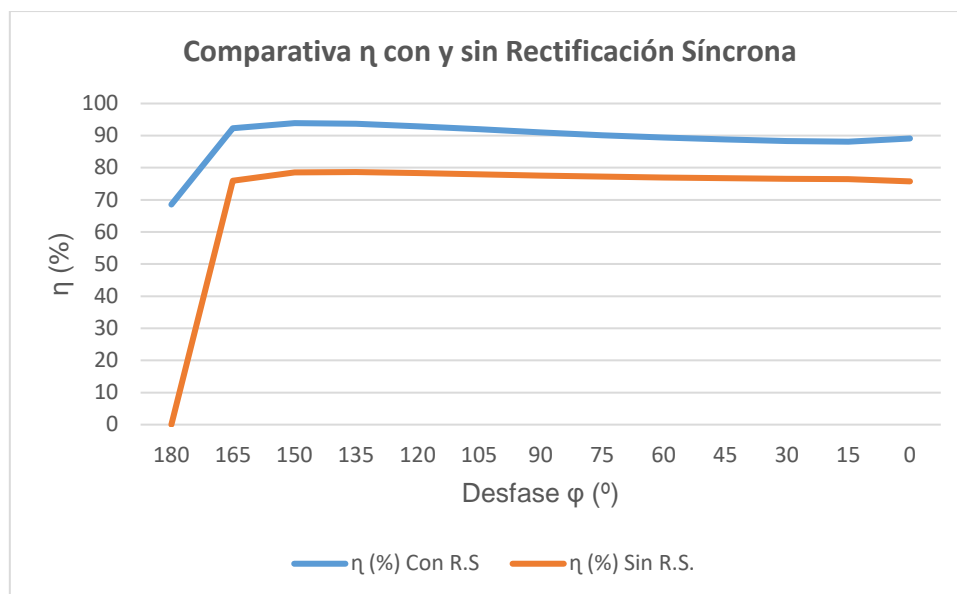


Fig.58: Comparación de rendimientos con y sin RS

Comparando las gráficas vemos que a las intensidades no les afecta la rectificación, pero por otro lado se aprecia la gran diferencia de rendimiento entre un modo y otro.

El rendimiento es mejor con Rectificación síncrona porque cuando los MOSFET no están trabajando están a 0V, por lo que se evitan las pérdidas en la conmutación respecto de los diodos que no están a tensión 0V.

3.7- Criterios para la elección del microcontrolador

En el mercado podemos encontrar diversidad de microcontroladores como Motorola o Microchip que ofrecen dispositivos con diferentes gamas y prestaciones. Actualmente está haciéndose un hueco entre los microcontroladores plataformas como Raspberry o Arduino, esta última muy utilizada en educación en las clases de tecnología de secundaria. Cada uno de estos microcontroladores tiene una serie de características que nos pueden interesar para realizar el trabajo:

- Velocidad del microcontrolador
- Número de entradas y salidas
- Número de temporizadores
- Salidas PWM
- Conversores Analógico/Digital

3.7.1- Velocidad del microcontrolador

Esta característica es muy importante porque la velocidad en la que se ejecutan las instrucciones y las frecuencias que podemos generar depende de ella y que dependerá de la frecuencia que necesitaremos para el inversor resonante.

En el cargador se iniciará un barrido de frecuencias desde los 200kHz hasta a los 125kHz que trabajará el convertidor.

Esta velocidad de funcionamiento nos la da la velocidad del reloj interno, pero no es la velocidad a la que procesa las instrucciones en la práctica, ya que ésa es cuatro veces menor. Por ejemplo de un núcleo que funcione a 10 MHz realmente sólo será capaz de procesar instrucciones a una velocidad de 2,5 MHz y esa sería la frecuencia máxima de los pulsos de salida que podríamos generar.

También debemos tener en cuenta los retardos que se pueden dar en la ejecución del programa, ya que cuánto mayor complejidad tenga el código, mayor número de ciclos de reloj se consumirán. Y también depende del lenguaje que se utilice en su programación: Los ciclos consumidos serán más cuanto más alto sea el nivel del lenguaje utilizado.

Por lo que necesitamos un dispositivo con una velocidad capaz de trabajar a cuatro veces nuestra frecuencia máxima y para que dé tiempo a que se ejecute el programa.

3.7.2- Número de entradas y salidas

En todos los dispositivos tenemos una serie de pines que se pueden configurar en función de nuestras necesidades como entrada o como salida.

En nuestro trabajo no serán necesarios nada más que un par de pines si se necesitan dar el inicio y el reset del cargador y los de la salida PWM, por lo que no será necesario uno con muchos pines.

3.7.3- Número de temporizadores

Los temporizadores son una herramienta necesaria para la utilización de los módulos PWM, así como para la gestión de la ejecución del código del microcontrolador. Serán necesarios para configurar las frecuencias de conmutación de los transistores. En este trabajo necesitamos modular dos señales para conmutar los transistores, por lo que necesitamos un microcontrolador con al menos tres temporizadores.

3.7.4- Salidas PWM

La mayoría de microprocesadores tienen ya un par de estos módulos para generar pulsos con una determinada frecuencia y ciclo de trabajo. Su uso es de mucha utilidad en la regulación de la velocidad de motores y hoy en día de la iluminación led. Para este trabajo será de gran utilidad para controlar las señales de mando de los MOSFETs.

3.7.5- Conversor Analógico/Digital

Algunas plataformas tienen esta función con varias entradas con resoluciones de 8 o más bits para controlar señales analógicas como las que pueden mandar los sensores. Estas señales son procesadas y nos permite realizar un control. En nuestro trabajo no precisamos de más de una señal ya que solo hay que controlar la tensión de la batería, lo que permitirá controlar el protocolo de carga. Para ello necesitamos un CAD que trabaje a 5V.

3.7.6- Elección del microcontrolador

Dado que las necesidades que tenemos para realizar este trabajo no son muy grandes podemos elegir una amplia gama de microcontroladores. Por lo que se va a intentar realizar el trabajo con la plataforma Arduino, que si bien no está diseñada para el entorno industrial, puede cumplir con nuestras necesidades. Al estar orientada a la educación de robótica tenemos una placa robusta y versátil con la que realizar las funciones necesarias. Además nos permite programar en diferentes niveles. Si la

Diseño de convertidor con doblador de corriente y RS para la carga de baterías LiFePO4

ejecución del programa en un lenguaje similar al C resulta lenta para nuestras necesidades siempre se podrá bajar de nivel.

Dentro de Arduino podemos encontrar varias placas con diferentes características:

Name	Processor	Operating/Input Voltage	CPU Speed	Analog In/Out	Digital I/O/PWM	EEPROM [kB]	SRAM [kB]	Flash [kB]	USB	UART
101	Intel® Curie	3.3 V / 7-12V	32MHz	6/0	14/4	-	24	196	Regular	-
Gemma	ATtiny85	3.3 V / 4-16 V	8 MHz	1/0	3/2	0.5	0.5	8	Micro	0
LilyPad	ATmega168V ATmega328P	2.7-5.5 V / 2.7-5.5 V	8MHz	6/0	14/6	0.512	1	16	-	-
LilyPad SimpleSnap	ATmega328P	2.7-5.5 V / 2.7-5.5 V	8 MHz	4/0	9/4	1	2	32	-	-
LilyPad USB	ATmega32U4	3.3 V / 3.8-5 V	8 MHz	4/0	9/4	1	2.5	32	Micro	-
Mega 2560	ATmega2560	5 V / 7-12 V	16 MHz	16/0	54/15	4	8	256	Regular	4
Micro	ATmega32U4	5 V / 7-12 V	16 MHz	12/0	20/7	1	2.5	32	Micro	1
MKR1000	SAMD21 Cortex-M0+	3.3 V / 5V	48MHz	7/1	8/4	-	32	256	Micro	1
Pro	ATmega168 ATmega328P	3.3 V / 3.35-12 V 5 V / 5-12 V	8 MHz 16 MHz	6/0	14/6	0.512 1	1 2	16 32	-	1
Pro Mini	ATmega328P	3.3 V / 3.35-12 V 5 V / 5-12 V	8 MHz 16 MHz	6/0	14/6	1	2	32	-	1
Uno	ATmega328P	5 V / 7-12 V	16 MHz	6/0	14/6	1	2	32	Regular	1
Zero	ATSAMD21G18	3.3 V / 7-12 V	48 MHz	6/1	14/10	-	32	256	2 Micro	2
Due	ATSAM3X8E	3.3 V / 7-12 V	84 MHz	12/2	54/12	-	96	512	2 Micro	4

Figura 59: Tabla gama Arduino y características

Para realizar el trabajo nos podría valer la Arduino UNO, pero como disponemos de una Arduino MEGA2560 lo realizaremos con ella ya que dispone de más timers y salidas PWM. Esta placa tiene las siguientes características:

- Microcontroller: ATmega2560
- Operating Voltage: 5V
- Input Voltage (recommended): 7-12V
- Input Voltage (limit): 6-20V
- Digital I/O Pins: 54 (of which 15 provide PWM output)
- Analog Input Pins: 16
- DC Current per I/O Pin: 20 mA

- DC Current for 3.3V pin: 50 mA
- Flash Memory: 256 KB of which 8 KB used by bootloader
- SRAM: 8 KB
- EEPROM: 4 KB
- Clock Speed: 16 MHz
- LED_BUILTIN: 13
- Length: 101.52 mm
- Width : 53.3 mm
- Weight: 37 g

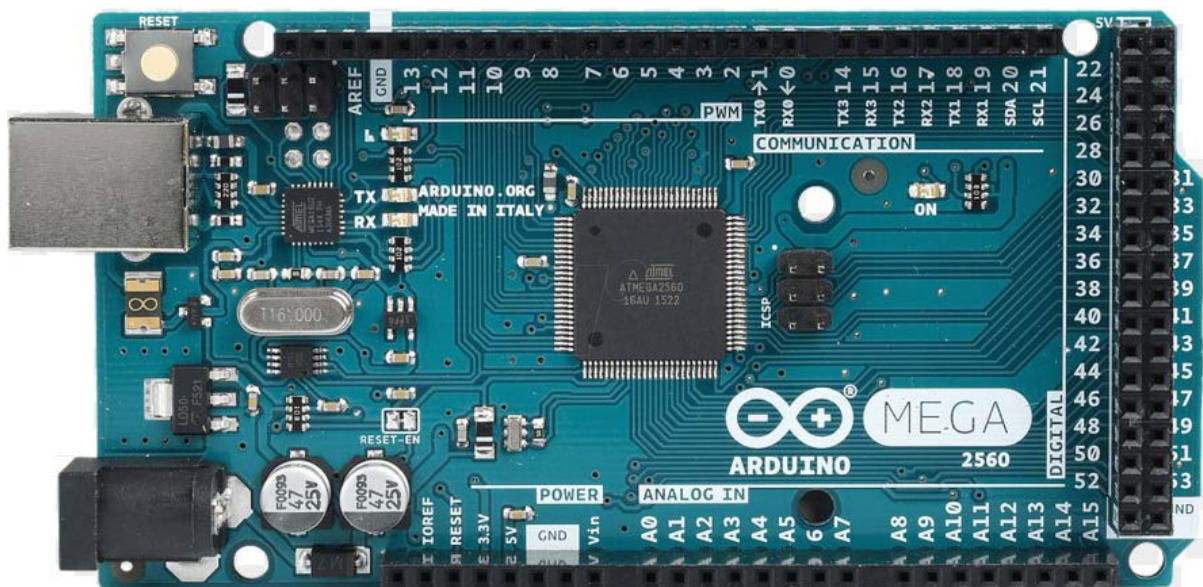


Figura 60: Arduino MEGA2560 pinout

Además de las características técnicas mencionadas, también hay que mencionar el soporte que hay para esta plataforma ya que desde su página web podemos ver ejemplos y resolver dudas en el foro.

Se cuentan también con las hojas de características del procesador ATMEGA2560, con su información y ejemplos con los parámetros a configurar en cada registro para lograr la función deseada.

La programación se realiza a través del Arduino IDE, compilador que nos permite programar de forma muy similar a C y en ensamblador.

3.8- Diseño e implementación del cargador

3.8.1- Conexiones básicas del microcontrolador

La principal ventaja de los dispositivos Arduino es la sencillez con la que se realizan las conexiones necesarias para realizar el proyecto diseñado. Para empezar podemos alimentarlo a través del conector USB o por su pin V_{in} con hasta 12V. Del mismo modo podemos obtener salidas de 3.3V y 5V para alimentar los sensores y demás componentes a través de los pines dispuestos para ello.

A diferencia de los PIC, en Arduino no podemos elegir el cristal oscilador con el que generar las señales ya que ya está integrado en la placa y es el que proporciona los pulsos de reloj. En Arduino UNO y MEGA disponemos de una velocidad de 16MHz, lo que nos da un pulso cada 62.5ns, resolución que puede ser insuficiente para una de las funciones a realizar.

Otra de las ventajas es que no necesitamos de ningún circuito externo para realizar el reset de la placa, ya que se puede hacer por software.

3.8.2- Conexiones de entrada/salida del microcontrolador

Ya que no hemos precisado de más conexiones básicas que la alimentación, lo primero debemos definir las entradas y salidas para conectar a nuestro convertidor inversor.

Para controlar los cuatro transistores que componen nuestro convertidor inversor no precisamos de más que dos señales PWM ya que para controlar la conmutación de los transistores utilizaremos dos drivers IR2111, capaz cada uno de ellos de generar una señal acondicionada para los transistores y su complementaria, totalmente necesaria para controlar nuestro inversor resonante.

Como entradas en principio sólo necesitamos un pin con convertidor Analógico/Digital para controlar la carga de la batería, y si lo consideramos necesario durante las pruebas podemos añadir dos entradas digitales para introducir pulsadores de inicio y de reset del programa.

Finalmente, el esquema de entradas y salidas quedará definido de la siguiente forma:

- Pin A3 – Sensor de la batería CAD
- Pines 20 y 21 (SDA y SCL) para display que nos de el estado de la carga
- Pin 5 (PWM1)– Salida PWM timer3
- Pin 6 (PWM2) –salida PWM timer4
- Pin 44 - Inicio
- Pin 46 - Reset

3.8.3- Diseño del circuito de control

Para realizar el protocolo de carga de la batería no tenemos nada más que controlar el valor de tensión que tiene la batería en todo momento y gestionar el sistema.

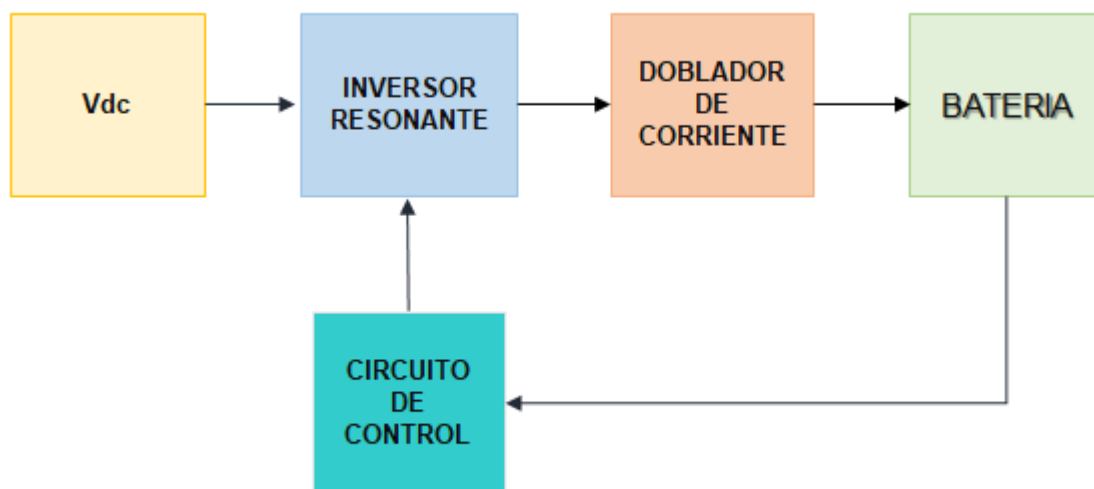


Figura 61: Bloques del sistema

En principio el montaje es muy sencillo pues basta conectar las salidas de nuestro Arduino a los drivers IR2111 de los transistores y la entrada analógica.

El primer paso es comprobar la precisión del CAD de 8bits (1024 valores). Para ello se realiza una simple prueba con un potenciómetro y un polímetro para cotejar los

datos. Si la medida no concuerda con el polímetro se calibra por software el valor del CAD.

Durante la fase de pruebas quedo demostrado que se pueden generar perfectamente las señales PWM y realizar el barrido de frecuencias de forma satisfactoria. El gran problema es que debido a la insuficiente potencia del microcontrolador la resolución con la que realizamos el desfase entre las dos señales es muy baja, ya que no nos deja trabajar con tiempos menores de microsegundos. Ya que tenemos que desfasar las señales 180° entre si y estamos trabajando a 125kHz, es un periodo de 8 microsegundos, por lo que deberíamos desfasar 4. Esta resolución es demasiado pequeña para controlar la corriente que le llega a la batería de forma segura, ya que los saltos son muy bruscos y necesitamos realizarlo de forma más suave.

3.9- Programación del microcontrolador

3.9.1- Herramientas software y elección de lenguaje

Una vez que hemos elegido el dispositivo que vamos a utilizar, y definidas sus conexiones al circuito físico a controlar, llega la hora de diseñar el programa que debe ejecutar para realizar la función que le hemos asignado.

Para realizar la programación del Arduino vamos a utilizar las herramientas que nos proporciona el fabricante, el entorno de desarrollo Arduino IDE , y la documentación correspondiente, que es la relativa al procesador ATMEGA2560.



El entorno de desarrollo nos permite realizar en programación tanto en lenguaje ensamblador como en otros lenguajes de alto nivel, así como la utilización de determinadas funciones haciendo uso de las librerías correspondientes.

Diseño de convertidor con doblador de corriente y RS para la carga de baterías LiFePO4

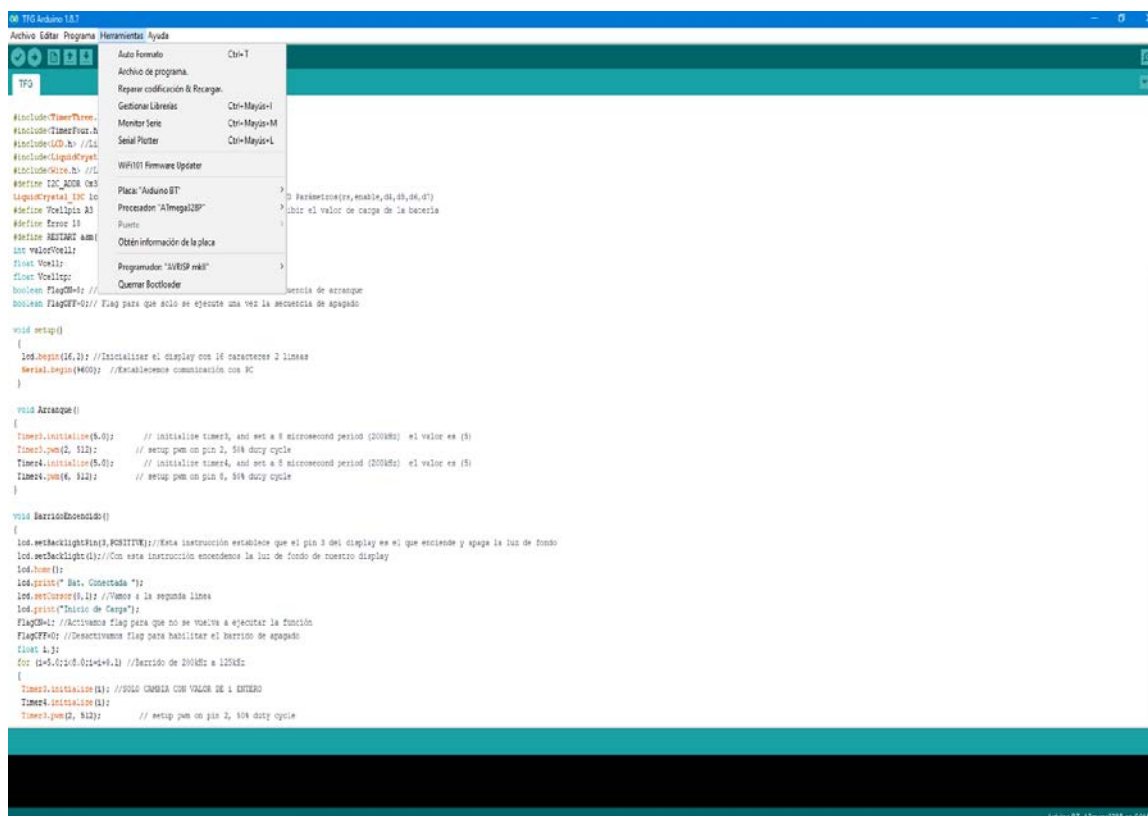


Figura 62: Entorno de programación Arduino IDE

Así, pues, una vez elegidos las funciones a utilizar, vemos que es posible desarrollar la programación del microcontrolador tanto en lenguaje C como en Ensamblador, por lo que deberemos estudiar en que lenguaje nos interesa más trabajar, aunque es posible utilizar los dos lenguajes a la vez, combinando ficheros en ensamblador con otros escritos en C, ya que el compilador Arduino IDE genera un fichero en lenguaje máquina, que es el que se cargará en el dispositivo.

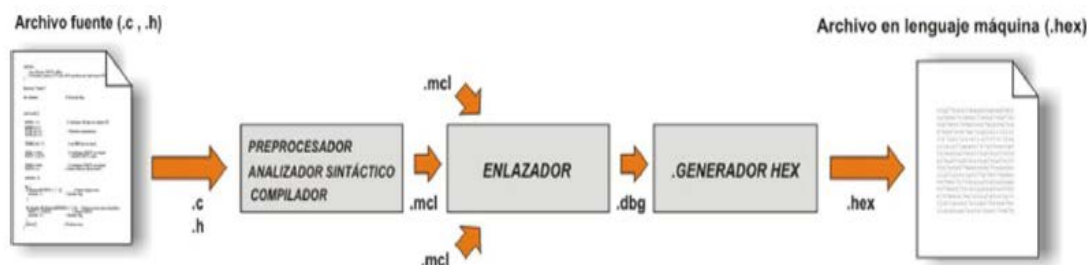


Figura 63: Proceso de compilación de un programa para un microcontrolador

En función de las necesidades del trabajo elegiremos un lenguaje u otro teniendo en cuenta sus ventajas e inconvenientes:

- El lenguaje ensamblador se ejecuta más rápido y los programas ocupan menos espacio pero el código a generar está muy ligado al dispositivo a utilizar y es de difícil comprensión, lento de desarrollar y difícil de modificar y mantener. Es la opción a utilizar en la configuración de los PWM, ya que al ser señales de alta frecuencia necesitamos velocidad en su ejecución.
- El lenguaje C es más sencillo de programar, más portable y dispone de librerías que facilitan las tareas más frecuentes, por lo que las aplicaciones se desarrollan más rápidamente y son más fáciles de modificar y mantener. Pero por otro lado su ejecución es más lenta.

Vamos a utilizar el lenguaje C para realizar el programa principal y la mayoría de sus funciones, puesto que de este modo partimos de unos conocimientos previos que nos va a permitir acelerar el desarrollo de la aplicación. Y por otro lado tendremos varias configuraciones programadas en ensamblador para acelerar su ejecución.

3.9.2- Programación del Arduino

Arduino tiene una forma muy particular de organizar los programas. Para empezar dispone de una función llamada `setup()` donde se declaran las variables globales y la configuración de los pines que se ejecuta una única vez y después tiene una función `loop()` que se ejecuta continuamente.

A partir de esta función deberemos aplicar nuestros conocimientos de programación para realizar el control de la carga con funciones que se ejecutan una sola vez. Para que en el lazo no se vuelvan a ejecutar será necesario el uso de flags para establecer condiciones y que el programa se ejecute tal como queremos.

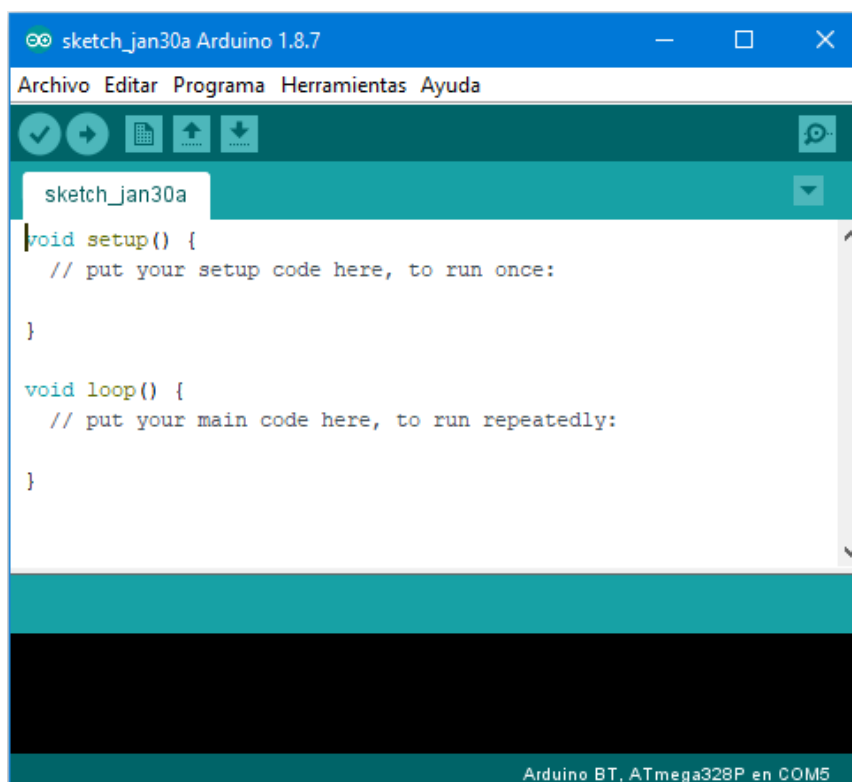


Figura 64: Funciones principales Arduino

Los diferentes recursos hardware del Arduino (temporizadores, conversores, comparadores, detectores de señales, etc.), cada vez que se produce un evento relacionado con su tarea pueden producir una interrupción, pero en nuestro programa inicialmente no serán necesarias.

Arduino MEGA dispone de 5 timers, cada uno de ellos tiene asociado un PWM, Los 1,3, 4, 5 son de 16 bits, por lo que utilizaremos los timers 3 y 4.

Para configurar las funciones que necesitemos del Arduino podemos hacerlo desde el lenguaje C o para ganar velocidad accediendo a los registros para optimizar el código y la velocidad de ejecución. La configuración de las herramientas como pueden ser temporizadores, puertos de entrada/salida, conversores, etc., sí que se realiza mediante la lectura y escritura de valores en los registros de estos recursos.

Para acceder a los registros de cada una de las funciones sobre cómo leerlos o modificarlos, resulta imprescindible consultar las hojas de la documentación técnica del microcontrolador ATMEGA2560. En las siguientes tablas vemos el ejemplo de lo que tendremos que utilizar a lo largo de la programación.

Para nosotros los que necesitamos son los relativos a la configuración de los puertos como entradas y salidas que se ve en la siguiente tabla y los relativos a los PWM.

PORTA – Port A Data Register

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
0x02 (0x22)	PORTA7	PORTA6	PORTA5	PORTA4	PORTA3	PORTA2	PORTA1	PORTA0	PORTA
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

DDRA – Port A Data Direction Register

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
0x01 (0x21)	DDA7	DDA6	DDA5	DDA4	DDA3	DDA2	DDA1	DDA0	DDRA
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

PINA – Port A Input Pins Address

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
0x00 (0x20)	PINA7	PINA6	PINA5	PINA4	PINA3	PINA2	PINA1	PINA0	PINA
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	

PORTB – Port B Data Register

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
0x05 (0x25)	PORTB7	PORTB6	PORTB5	PORTB4	PORTB3	PORTB2	PORTB1	PORTB0	PORTB
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

Figura 65: Registro de control de entrada/salida

La configuración de los PWM es un poco más delicada, pues debemos tener en cuenta si el timer que vamos a utilizar es de 16 bits o de 8 bits, ya que cambian los bits de varios de esos registros y no obtendríamos la señal esperada.

TCCR3A – Timer/Counter 3 Control Register A

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x90)	COM3A1	COM3A0	COM3B1	COM3B0	COM3C1	COM3C0	WGM31	WGM30	TCCR3A
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

TCCR3B – Timer/Counter 3 Control Register B

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x91)	ICNC3	ICES3	–	WGM33	WGM32	CS32	CS31	CS30	TCCR3B
Read/Write	R/W	R/W	R	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

TCCR3C – Timer/Counter 3 Control Register C

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x92)	FOC3A	FOC3B	FOC3C	–	–	–	–	–	TCCR3C
Read/Write	W	W	W	R	R	R	R	R	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

GTCCR – General Timer/Counter Control Register

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
0x23 (0x43)	TSM	–	–	–	–	–	PSRASY	PSRSYNC	GTCCR
Read/Write	R/W	R	R	R	R	R	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

Figura 66: Registros de control de PWM

Como se puede ver es mucho más simple utilizar una función en C para controlar los temporizadores, pero si necesitamos velocidad y precisión debemos programarlo en ensamblador mirando las hojas de características adjuntas en el anexo.

$$f_{ocnx} = \frac{f_{clk_I/O}}{2 \cdot N \cdot (1 + OCR_{nx})}$$

- f_{ocnx} es la frecuencia que queremos conseguir
- $f_{clk_I/O}$ es la velocidad del microprocesador, en este caso 16MHz
- N el preescalador elegido
- OCR_{nx} es el valor a introducir en el registro OCRX

Para programar la frecuencia hay que tener en cuenta la fórmula anterior. Por ejemplo, si queremos obtener una salida de 200kHz debemos dar el valor al OCRx:

$$200kHz = \frac{16MHz}{2 \cdot 1 \cdot (1 + OCR_{nx})} \rightarrow OCR_{nx} = 39$$

3.9.3- Estructura del programa

A la hora de programar el microcontrolador, debemos planificar las funciones que deben realizar el dispositivo y el modo en que debe actuar. Para ello se crearán pequeñas funciones para luego ensamblarlo todo.

Dividiremos los estados en los que funcionará el microcontrolador en tres estados que se describirán por separado:

- Estado 1: El cargador está esperando a que se le conecte una batería, en el display aparece el mensaje “Conecte batería”. No se genera ninguna señal en este estado pero aquí se realiza la configuración de las entradas y salidas.
- Estado 2: Se conecta una batería y se inicia el protocolo de carga, se generan las señales PWM complementarias de 200kHz y se realiza barrido de frecuencias hasta 125kHz de forma progresiva. Después se desfasan las señales 180° de forma suave para alimentar la corriente máxima en la batería en el modo CC-I hasta que se alcanza por primera vez el valor de carga máxima de 3.6V. El display nos da el valor de la tensión y el % de carga.
- Estado 3: Una vez se alcanzó el valor de 3.6V las señales PWM se desfasan de 0° a 150° para conseguir la intensidad de trabajo del modo CC-II. El display nos da el valor de la tensión y el % de carga.
- -Estado 4: Una vez se alcanza nuevamente el valor de 3.6V se inicia el modo fuente de tensión constante, aumentando el desfase de 150° a 180° para bajar la intensidad en el intervalo de 5 minutos. Aparece en el display el mensaje “Terminando la carga”.
- Estado 5: Ya han pasado los 5 minutos y las señales PWM vuelven a ser complementarias, se realiza el barrido inverso de frecuencias y se da el mensaje “Batería cargada, desconectar” y se reinicia el programa una vez desconectada.

Todos estos estados quedan representados en el siguiente flujograma:

A partir de este diagrama vamos a profundizar en el funcionamiento del microcontrolador en cada uno de los estados:

Estado 1

Este es el estado en el que se entra directamente cuando se alimenta el sistema. Se detecta la batería a través del pin A3 y se inicializan las configuraciones para operar en este estado y pasar al siguiente. Como el código se desarrolla dentro de un loop necesitamos introducir un flag para que se active una vez se ejecute la inicialización y así no repetir la función de desfase. Ese flag se reseteará al final.

Estado 2

Se entra en modo CC-I. El programa mantiene las señales hasta que se llega por primera vez al valor de carga máxima.

Estado 3

Se entra en modo CC-II. El programa mantiene las señales hasta que se llega por primera vez al valor de carga máxima y se activa un flag para que la próxima vez que alcance los 3.6V no entre en el estado 3 sino en el 4.

Estado 4

Se entra en modo CV. El programa va desfasando las señales durante 5 minutos hasta que el desfase es 180° , cuando llega se pasa al 5.

Estado 5

Se hace barrido inverso, se reinician los flags y se vuelve al inicio a esperar batería.

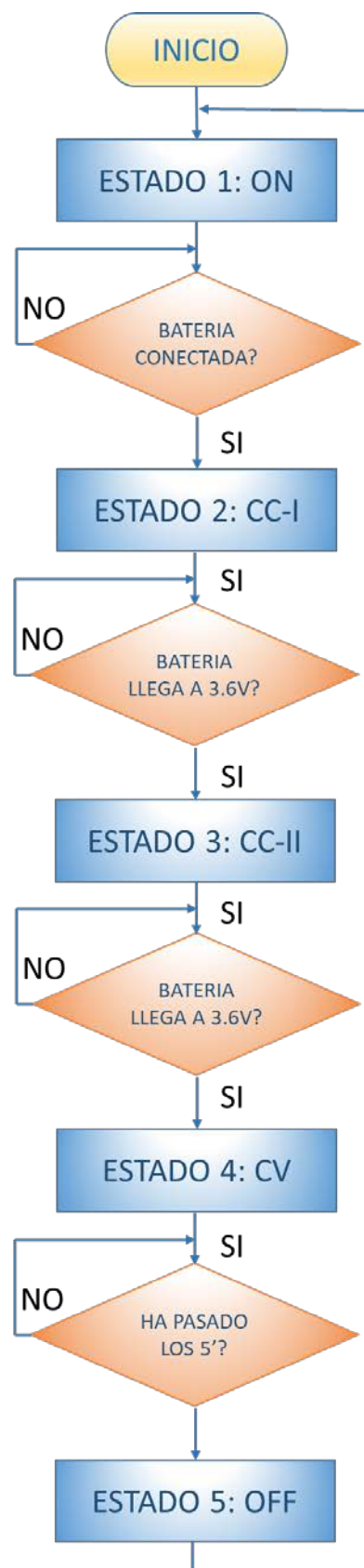


Figura 67: Diagrama de flujo del programa

3.9.4- Estrategia de programación

A continuación abordaremos cada uno de los problemas que se plantean, e idearemos la forma de resolver cada uno de ellos en nuestro programa:

Generación de la frecuencia de conmutación de los MOSFETs

Para generar la frecuencia de conmutación para los transistores del circuito, vamos a utilizar el módulo PWM del Arduino. Ya hemos visto que para realizar la función sin que haya retardos indeseados debemos programar en ensamblador configurando los registros de cada temporizador. La configuración durante el barrido de frecuencias sería la siguiente:

```
void BarridoEncendido()
{
  lcd.setBacklightPin(3,POSITIVE); //Esta instrucción establece que el pin 3 del display es el que enciende
  lcd.setBacklight(1); //Con esta instrucción encendemos la luz de fondo de nuestro display
  lcd.home();
  lcd.print(" Bat. Conectada ");
  lcd.setCursor(0,1); //Vamos a la segunda línea
  lcd.print("Inicio de Carga");
  FlagON=1; //Activamos flag para que no se vuelva a ejecutar la función
  FlagOFF=0; //Desactivamos flag para habilitar el barrido de apagado
  int i;
  for (i=39;i<63;i++) //Barrido de 200kHz a 125kHz
  {
    GTCCR=(1<<TSM)|(1<<PSRASY)|(1<<PSRSYNC); // halt all timers
    TCNT3H=0; //set timer 3 high byte to 0
    TCNT3L=0; //set timer 3 low byte to 0
    TCNT4H=0; //set timer 4 high byte to 0
    TCNT4L=0; //set timer 4 low byte to 0
    TCCR3A=0; //reset the register
    TCCR4A=0; //reset the register
    TCCR3B=0; //reset the register
    TCCR4B=0; //reset the register
    TCCR3B=0b00011001;
    TCCR3A=0b01010011; // fast pwm mode
    OCR3A=i;
    TCCR4A=0b01010011; // fast pwm mode
    TCCR4B=0b00011001;
    OCR4A=i;
    GTCCR=0; // restart timers
    //retardo500();
    delay(500);
  }
}
```

Figura 68: Configuración salidas PWM durante el arranque

Control del ángulo de desfase

Tal y como habíamos visto en el estudio del circuito resonante si controlamos el desfase entre las señales V_1 - V_2 de nuestro circuito la intensidad que circula por el doblador será adaptada a nuestras necesidades. Podemos realizar el desfase por software con la instrucción de Arduino `delayMicroseconds()`, como solo admite números enteros la resolución es muy baja, ya que disponemos de 4 posiciones, una resolución que en la práctica puede ser escasa.

```
TCCR3A=0b01010011;// fast pwm mode
TCCR3B=0b00011001;
// GTCCR=0;
OCR3A=63;
delayMicroseconds(i);
TCCR4A=0b01010011;// fast pwm mode
TCCR4B=0b00011001;
OCR4A=63;//control value 125kHz
```

Figura 69: Código para defasar esfase del circuito resonante

Control de la tensión de la batería

Esta tarea es muy sencilla de realizar ya que en C podemos inicializar el pin 3 analógico para funcionar como entrada. La función de monitorización es muy sencilla:

```
float medidaVcell(float Vcell)
{
    valorVcell=(analogRead(Vcellpin)); //Leemos el valor de carga de la batería
    //da la batería(lee tensión y la entrada analógica lo traduce a un valor entre 0-1023)
    Vcell=((valorVcell-Error)*5/1024.0); // Calculamos Vcell a partir del valor de la entrada analógica
    return Vcell;
}

float medidaVcelltp(float Vcelltp)
{
    float x=medidaVcell(Vcell);
    Vcelltp=(x*100.0/3.6);
    return Vcelltp;
}
```

Figura 70: Código cálculo Vbat

Es importante calibrarlo con un polímetro y ajustar el valor de error en la fórmula.

Salida del valor de tensión por pantalla

La placa Arduino dispone de dos pines especiales (SDA y SCL) para comunicar con el display lcd. Su comunicación se realiza a través del I2C, por lo que debemos configurarlo utilizando las librerías disponibles para ello.

```
#include<LCD.h> //Librería del LCD
#include<LiquidCrystal_I2C.h> //Necesitamos esta también
#include<Wire.h> //Librería I2C, para controlar LCD con 2 cables
#define I2C_ADDR 0x3F
LiquidCrystal_I2C lcd(I2C_ADDR,2,1,0,4,5,6,7); //Creamos objeto LCD Parámetros(rs,enable,d4,d5,d6,d7)
lcd.begin(16,2); //Inicializar el display con 16 caracteres 2 líneas

void PantallaCarga()
{
    float x=medidaVcell(Vcell);
    float y=medidaVcelltp(Vcelltp);
    lcd.setBacklightPin(3,POSITIVE); //Esta instrucción establece que el pin 3 del display es el que enciende
    lcd.setBacklight(1); //Con esta instrucción encendemos la luz de fondo de nuestro display
    lcd.home();
    lcd.print("  Vcell: "); //Sacamos por la pantalla Vcell:
    lcd.print(x);
    lcd.print("V  ");
    lcd.setCursor(0,1); //Vamos a la segunda línea
    lcd.print(" %Vcell: ");
    lcd.print(y);
    lcd.print("%  ");
}
```

Figura 71: Código configuración display

La realización del trabajo en principio no requiere de más elementos externos, por lo que ahora podemos pasar a la fase de experimentación.

4- Implementación física

Para realizar la implementación física y las pruebas del circuito hemos utilizado los recursos del laboratorio de Tecnología Electrónica, Ingeniería de Sistemas y Automática de la Universidad de Cantabria.

Como la principal ventaja de Arduino es que ya tiene integrados todos los componentes no necesitamos nada más que un potenciómetro conectado a la entrada analógica para verificar el funcionamiento del programa. Con el display vemos el estado en el que deberíamos estar y con un cable de cada salida PWM conectada a las sondas de nuestro osciloscopio comprobamos el funcionamiento del programa diseñado.

4.1 – Montaje

El montaje con Arduino es muy sencillo ya que la placa incluye zócalos donde conectar los cables directamente. Se realizarán las pruebas de las señales de conmutación de los transistores y si son correctas se conectarán a los dos drivers IR2111 que controlan las señales de conmutación de los transistores del inversor resonante.

La entrada del inversor puente completo se conecta a una fuente de continua que nos suministra una tensión de 400 V. La salida del doblador de corriente se conecta a una celda de LiFePO4. El inversor utilizado es un inversor multifase de un trabajo anterior, por lo que aprovecharemos el circuito usando solo la mitad de los transistores.

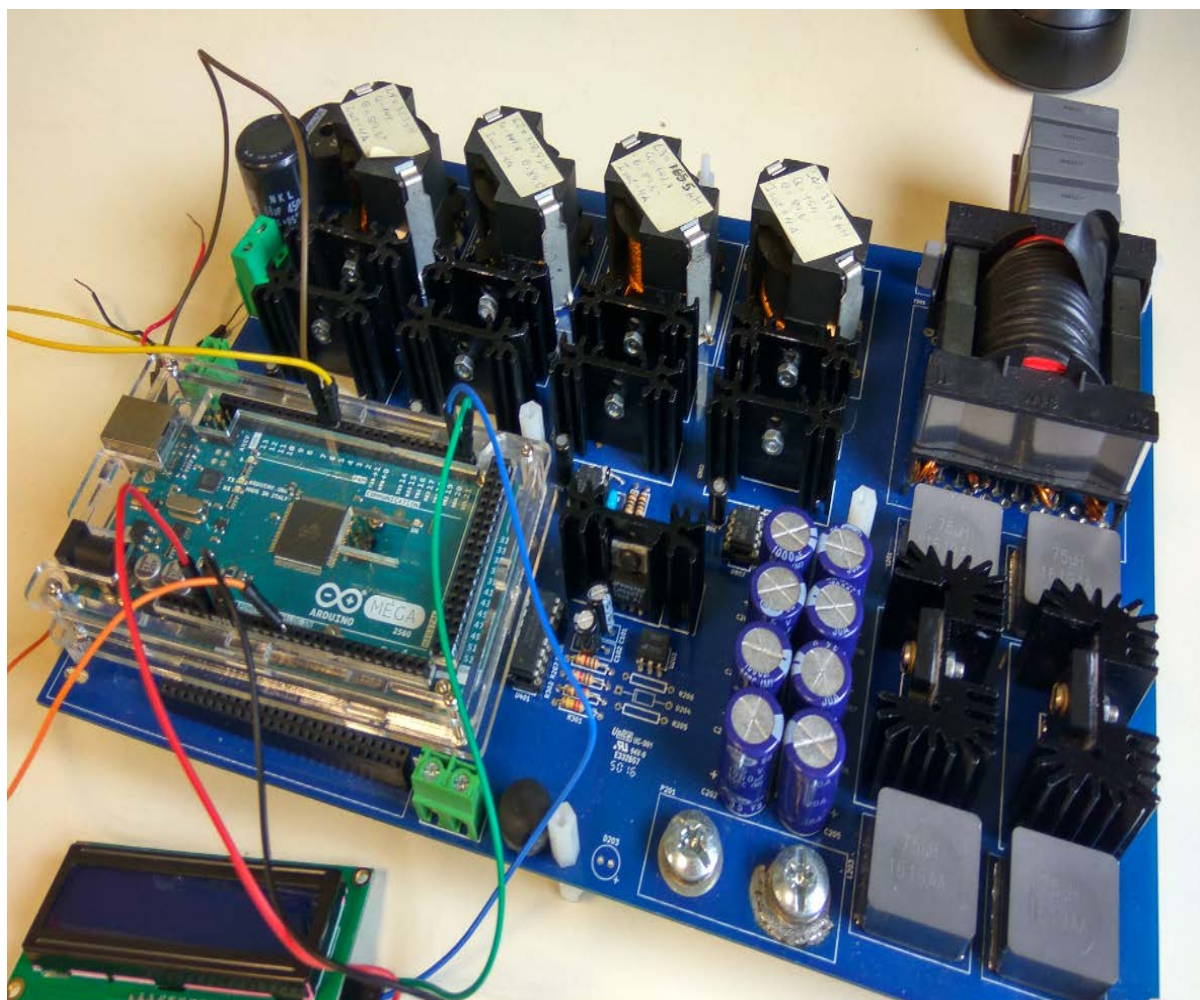


Figura 72: Placa del inversor resonante

4.2- Protocolo de pruebas

4.2.1- Comportamiento del circuito en el estado CC-I

Antes de conectar las señales al inversor resonante verificamos con la ayuda de un potenciómetro que se generan las señales esperadas, por lo que simulamos la conexión de una batería y con el osciloscopio comprobamos la secuencia de arranque obteniendo:

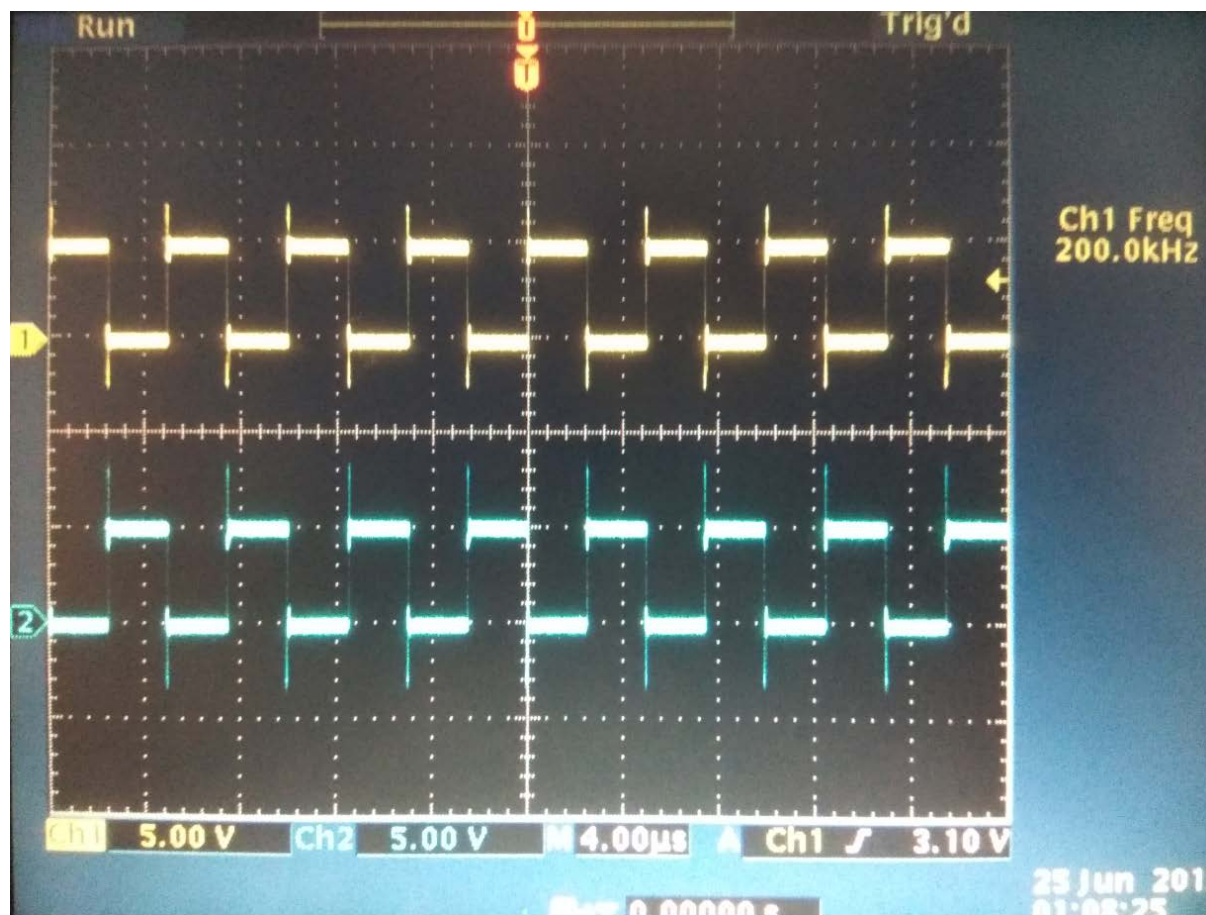


Figura 73: Señales del arranque PWM en el laboratorio

Como se puede ver el código programado ha generado de forma precisa las dos señales PWM desfasadas 180° a la frecuencia de 200kHz. Ahora debería seguir con el barrido hasta los 125kHz. El barrido se hace de forma suave y precisa siguiendo la velocidad que le introducimos a través de la función `delay()`, llegando desfasadas a la frecuencia de trabajo.

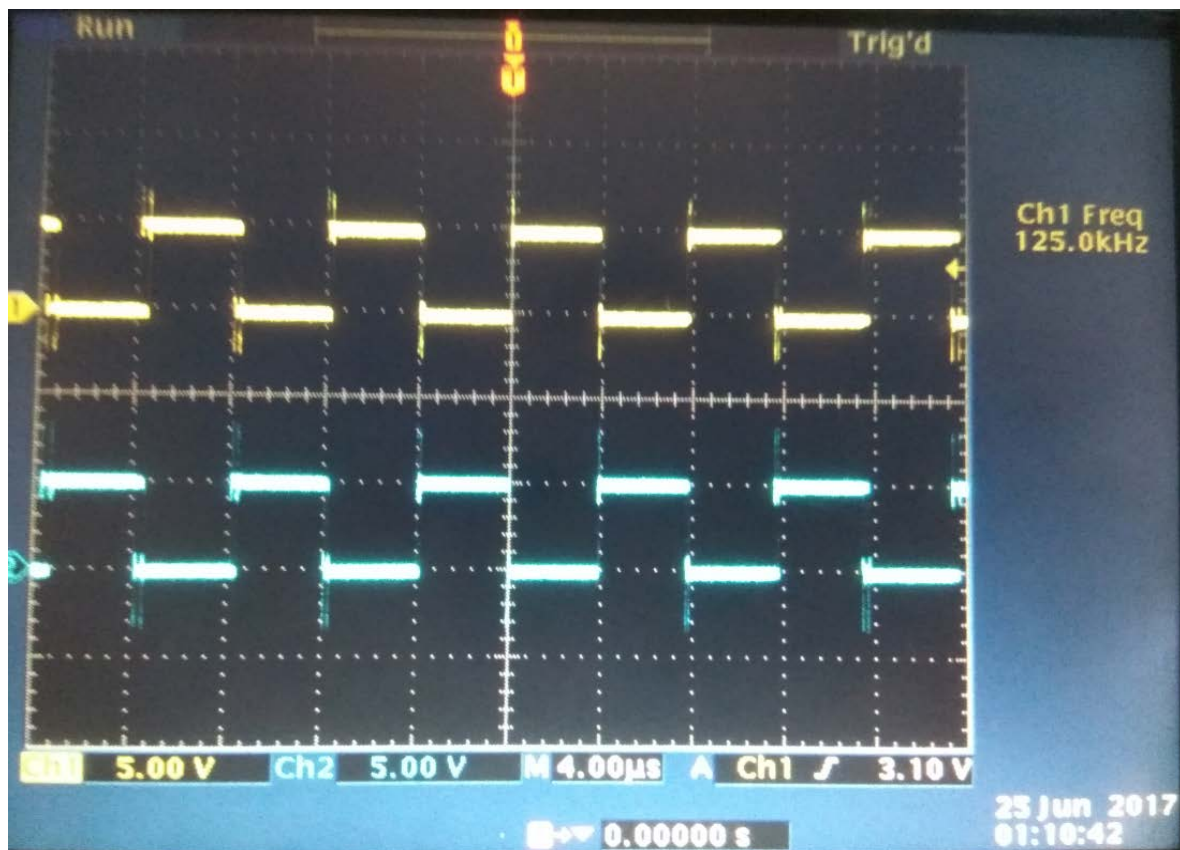


Figura 74: Señales del final del barrido en el laboratorio

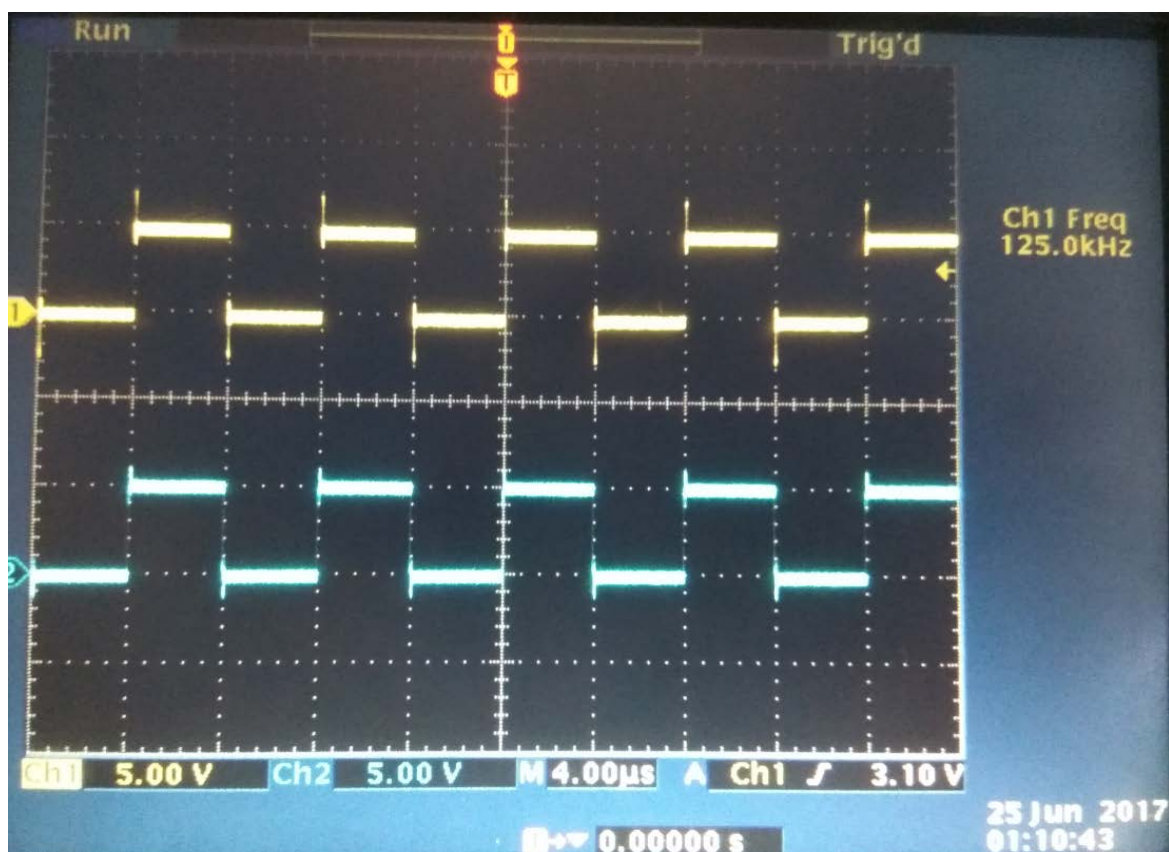


Figura 75: Señales de trabajo modo CC-I en el laboratorio

EL barrido de frecuencias se realizó de forma suave, pero no así el desfase de 180° . Los saltos de corriente son muy grandes y operar en estas condiciones pondría en riesgo la batería y el circuito de control, por lo que se debe estudiar otra forma de controlar el desfase.

4.2.2- Comportamiento del circuito en el estado CC-II

Una vez realizado el estudio del comportamiento del circuito en el arranque y establecimiento de la frecuencia de trabajo comprobamos que el programa sigue funcionando de acuerdo a nuestro flujograma.

El programa sigue su ejecución y como paso en la etapa anterior la baja resolución del microcontrolador nos da un cambio muy brusco a un desfase próximo a 150° , por lo que el código diseñado funciona pero la velocidad del microcontrolador no nos da precisión.

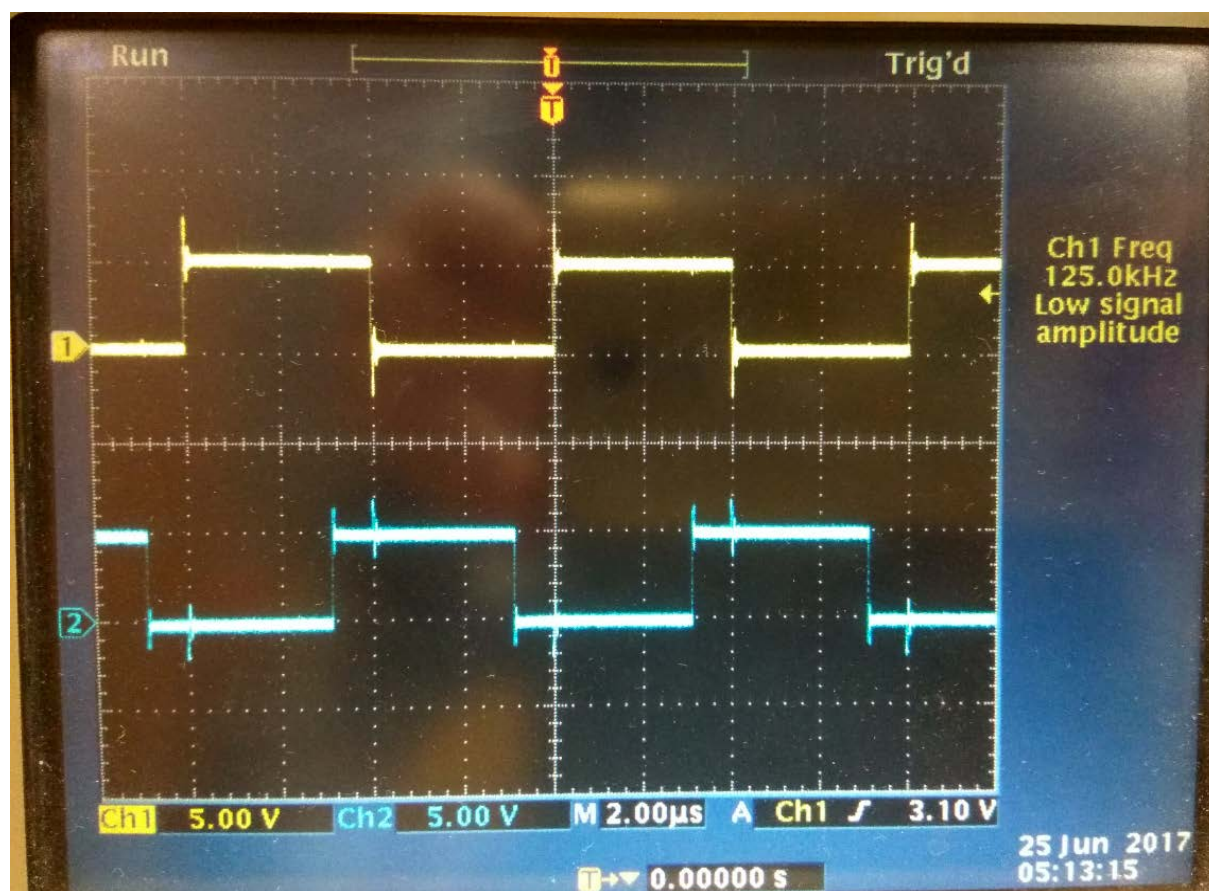


Figura 76: Señales en modo CC-II



Figura 77: Muestra del valor de V_{Bat}

5- Resultados obtenidos

A partir de los resultados obtenidos y de las mediciones realizadas durante las pruebas anteriores se verifica el perfecto funcionamiento del programa realizado con el protocolo de carga de la batería. El control cumple con lo diseñado pues se entra en los estados vistos en el flujograma cuando es preciso. Las señales generadas en el inicio y durante el barrido son las buscadas. El problema que tenemos es que el microcontrolador no es capaz de darnos una resolución de nanosegundos para realizar el control de fase con la precisión necesaria.

Mejoras

El problema que tenemos es que el microcontrolador no es capaz de darnos una resolución de nanosegundos para realizar el control de fase con la precisión necesaria, por lo que debemos buscar un circuito externo que nos ayude a hacerlo.

Una posibilidad es la utilización del integrado UCC2895, un controlador de fase diseñado para controlar las señales PWM en inversores resonantes.

DOCUMENTO 4

ANEXOS

6- Anexos

6.1- Código diseñado en Arduino IDE

```
#include<LCD.h> //Librería del LCD

#include<LiquidCrystal_I2C.h> //Necesitamos esta también

#include<Wire.h> //Librería I2C, para controlar LCD con 2 cables

#define I2C_ADDR 0x3F

LiquidCrystal_I2C      lcd(I2C_ADDR,2,1,0,4,5,6,7);//Creamos      objeto      LCD
Parámetros(rs,enable,d4,d5,d6,d7)

#define Vcellpin A3 //Definimos el pin al que conectamos para recibir el valor de carga
de la batería

#define Error 10

#define RESTART asm("jmp 0x0000")

unsigned long time_now = 0;

int valorVcell;

float Vcell;

float Vcelltp;

boolean FlagON=0; // Flag para que solo se ejecute una vez la secuencia de arranque
boolean FlagOFF=0;// Flag para que solo se ejecute una vez la secuencia de apagado
boolean EtapaCCII=0;// Flag para controlar la etapa de funcionamiento en modo
Corriente Continua

void setup()

{

    lcd.begin(16,2); //Inicializar el display con 16 caracteres 2 líneas

    // pinMode(44,INPUT); //Pin 7 recibe señal del pulsador

    // pinMode(46,INPUT); //Pin 8 recibe señal del pulsador
```

```
pinMode(5,OUTPUT);
pinMode(6,OUTPUT);
Arranque();
}

void Arranque()
{
//GTCCR=(1<<TSM)|(1<<PSRASY)|(1<<PSRSYNC); // halt all timers
TCNT3H=0;//set timer 3 high byte to 0
TCNT3L=0;//set timer 3 low byte to 0
TCNT4H=0;//set timer 4 high byte to 0
TCNT4L=0;//set timer 4 low byte to 0
TCCR3A=0;//reset the register
TCCR4A=0;//reset the register
TCCR3B=0;//reset the register
TCCR4B=0;//reset the register
TCCR3A=0b01010011;// fast pwm mode
TCCR3B=0b00011001;
// GTCCR=0;
OCR3A=39;
delayMicroseconds(4);
TCCR4A=0b01010011;// fast pwm mode
TCCR4B=0b00011001;
OCR4A=39;//control value 200kHz
GTCCR=0; // restart timers
}
```



```
void BarridoEncendido()
{
    lcd.setBacklightPin(3,POSITIVE);//Esta instrucción establece que el pin 3 del display
    es el que enciende y apaga la luz de fondo

    lcd.setBacklight(1);//Con esta instrucción encendemos la luz de fondo de nuestro
    display

    lcd.home();

    lcd.print(" Bat. Conectada ");

    lcd.setCursor(0,1); //Vamos a la segunda línea

    lcd.print("Inicio de Carga");

    FlagON=1; //Activamos flag para que no se vuelva a ejecutar la función

    FlagOFF=0; //Desactivamos flag para habilitar el barrido de apagado

    int i;

    for (i=39;i<63;i++) //Barrido de 200kHz a 125kHz
    {
        GTCCR=(1<<TSM)|(1<<PSRASY)|(1<<PSRSYNC); // halt all timers

        TCNT3H=0;//set timer 3 high byte to 0

        TCNT3L=0;//set timer 3 low byte to 0

        TCNT4H=0;//set timer 4 high byte to 0

        TCNT4L=0;//set timer 4 low byte to 0

        TCCR3A=0;//reset the register

        TCCR4A=0;//reset the register

        TCCR3B=0;//reset the register

        TCCR4B=0;//reset the register

        TCCR3B=0b00011001;

        TCCR3A=0b01010011;// fast pwm mode
    }
}
```

```
// GTCCR=0;

OCR3A=63;

delayMicroseconds(4);

OCR3A=i;

TCCR4A=0b01010011;// fast pwm mode

TCCR4B=0b00011001;

OCR4A=i;

GTCCR=0;// restart timers

//retardo500();

delay(200);

}

}
```

```
void retardo500()

{

int period=200;

time_now=millis();

while(millis() < time_now + period)

{

//wait approx. [period] ms

}

}
```

```
void retardo4us()

{

int period=4;
```



```
time_now=micros();
while(micros() < time_now + period)
{
    //wait approx. [period] multiplos de 4us
}
}

void Desfase0()
{
    lcd.setBacklightPin(3,POSITIVE);//Esta instrucción establece que el pin 3 del display
    es el que enciende y apaga la luz de fondo

    lcd.setBacklight(1);//Con esta instrucción encendemos la luz de fondo de nuestro
    display

    lcd.home();

    lcd.print(" Bat. Conectada ");

    lcd.setCursor(0,1); //Vamos a la segunda línea

    lcd.print("Inicio de Carga");

    // GTCCR = (1<<TSM)|(1<<PSRASY)|(1<<PSRSYNC); // halt all timers

    TCNT3H=0;//set timer 3 high byte to 0

    TCNT3L=0;//set timer 3 low byte to 0

    TCNT4H=0;//set timer 4 high byte to 0

    TCNT4L=0;//set timer 4 low byte to 0

    TCCR3A=0;//reset the register

    TCCR4A=0;//reset the register

    TCCR3B=0;//reset the register

    TCCR4B=0;//reset the register

    TCCR3A=0b01010011;// fast pwm mode
```

```
TCCR3B=0b00011001;
// GTCCR=0;
OCR3A=63;
delayMicroseconds(4);
TCCR4A=0b01010011;// fast pwm mode
TCCR4B=0b00011001;
OCR4A=63;//control value 125kHz
// delay(200);
}

void Desfase150()
{
  lcd.setBacklightPin(3,POSITIVE);//Esta instrucción establece que el pin 3 del display
  es el que enciende y apaga la luz de fondo
  lcd.setBacklight(1);//Con esta instrucción encendemos la luz de fondo de nuestro
  display
  lcd.home();
  lcd.print("Fin Modo CC-I ");
  lcd.setCursor(0,1); //Vamos a la segunda línea
  lcd.print("Ini. Modo CC-II");
  // GTCCR = (1<<TSM)|(1<<PSRASY)|(1<<PSRSYNC); // halt all timers
  TCNT3H=0;//set timer 3 high byte to 0
  TCNT3L=0;//set timer 3 low byte to 0
  TCNT4H=0;//set timer 4 high byte to 0
  TCNT4L=0;//set timer 4 low byte to 0
  TCCR3A=0;//reset the register
  TCCR4A=0;//reset the register
```

```
TCCR3B=0;//reset the register
TCCR4B=0;//reset the register
TCCR3A=0b01010011;// fast pwm mode
TCCR3B=0b00011001;
// GTCCR=0;
OCR3A=63;
delayMicroseconds(6);
delayMicroseconds(3);
TCCR4A=0b01010011;// fast pwm mode
TCCR4B=0b00011001;
OCR4A=63;//control value 125kHz
EtapaCCII=1;
delay(3000);
}

void Desfase180()
{
  lcd.setBacklightPin(3,POSITIVE);//Esta instrucción establece que el pin 3 del display
  es el que enciende y apaga la luz de fondo
  lcd.setBacklight(1);//Con esta instrucción encendemos la luz de fondo de nuestro
  display
  lcd.home();
  lcd.print("Fin Modo CC-II ");
  lcd.setCursor(0,1); //Vamos a la segunda línea
  lcd.print("Ini. Modo CV  ");
  // GTCCR = (1<<TSM)|(1<<PSRASY)|(1<<PSRSYNC); // halt all timers
  TCNT3H=0;//set timer 3 high byte to 0
```

```
TCNT3L=0;//set timer 3 low byte to 0
TCNT4H=0;//set timer 4 high byte to 0
TCNT4L=0;//set timer 4 low byte to 0
TCCR3A=0;//reset the register
TCCR4A=0;//reset the register
TCCR3B=0;//reset the register
TCCR4B=0;//reset the register
TCCR3A=0b01010011;// fast pwm mode
TCCR3B=0b00011001;
// GTCCR=0;
OCR3A=63;
delayMicroseconds(1);
TCCR4A=0b01010011;// fast pwm mode
TCCR4B=0b00011001;
OCR4A=63;//control value 125kHz
delay(3000);
}

void CargaMax()
{
  GTCCR = (1<<TSM)|(1<<PSRASY)|(1<<PSRSYNC); // halt all timers
  TCNT3H=0;//set timer 3 high byte to 0
  TCNT3L=0;//set timer 3 low byte to 0
  TCNT4H=0;//set timer 4 high byte to 0
  TCNT4L=0;//set timer 4 low byte to 0
  TCCR3A=0;//reset the register
```

```
TCCR4A=0;//reset the register
TCCR3B=0;//reset the register
TCCR4B=0;//reset the register
TCCR3A=0b01010011;// fast pwm mode
TCCR4A=0b01010011;// fast pwm mode
OCR3A=63;
TCCR3B=0b00011001;
TCCR4B=0b00011001;
OCR4A=63;//control value 125kHz
GTCCR=0;// restart timers
}
```

```
void BarridoApagado()
```

```
{
    lcd.setBacklightPin(3,POSITIVE);//Esta instrucción establece que el pin 3 del display
    es el que enciende y apaga la luz de fondo
    lcd.setBacklight(1);//Con esta instrucción encendemos la luz de fondo de nuestro
    display
    lcd.home();
    lcd.print(" Bat. Cargada ");
    lcd.setCursor(0,1); //Vamos a la segunda línea
    lcd.print("Desconectar ");
    FlagON=1; //Activamos flag para que no se vuelva a ejecutar la función
    FlagOFF=0; //Desactivamos flag para habilitar el barrido de apagado
    int i;
    for (i=39;i<63;i++) //Barrido de 200kHz a 125kHz
    {
```

```
GTCCR=(1<<TSM)|(1<<PSRASY)|(1<<PSRSYNC); // halt all timers

TCNT3H=0;//set timer 3 high byte to 0
TCNT3L=0;//set timer 3 low byte to 0
TCNT4H=0;//set timer 4 high byte to 0
TCNT4L=0;//set timer 4 low byte to 0
TCCR3A=0;//reset the register
TCCR4A=0;//reset the register
TCCR3B=0;//reset the register
TCCR4B=0;//reset the register
TCCR3B=0b00011001;
TCCR3A=0b01010011;// fast pwm mode
// GTCCR=0;
OCR3A=63;
delayMicroseconds(4);
OCR3A=i;
TCCR4A=0b01010011;// fast pwm mode
TCCR4B=0b00011001;
OCR4A=i;
GTCCR=0;// restart timers
//retardo500();
delay(200);
}
delay(3000);
}
```



```
float medidaVcell(float Vcell)
```

```
{  
    valorVcell=(analogRead(Vcellpin)); //Leemos el valor de carga de la batería  
    //da la batería(lee tensión y la entrada analógica lo traduce a un valor entre 0-1023)  
    Vcell=((valorVcell-Error)*5/1024.0); // Calculamos Vcell a partir del valor de la  
    entrada analógica  
    return Vcell;  
}
```

float medidaVcelltp(float Vcelltp)

```
{  
    float x=medidaVcell(Vcell);  
    Vcelltp=(x*100.0/3.6);  
    return Vcelltp;  
}
```

void PantallaSin()

```
{  
    lcd.setBacklightPin(3,POSITIVE);//Esta instrucción establece que el pin 3 del display  
    es el que enciende y apaga la luz de fondo  
    lcd.setBacklight(1);//Con esta instrucción encendemos la luz de fondo de nuestro  
    display  
    lcd.home();  
    lcd.print("Conecte Bateria ");  
    lcd.setCursor(0,1); //Vamos a la segunda línea  
    lcd.print("          ");  
}
```

```
void PantallaCarga()
{
    float x=medidaVcell(Vcell);
    float y=medidaVcelltp(Vcelltp);

    lcd.setBacklightPin(3,POSITIVE);//Esta instrucción establece que el pin 3 del display
    es el que enciende y apaga la luz de fondo

    lcd.setBacklight(1);//Con esta instrucción encendemos la luz de fondo de nuestro
    display

    lcd.home();

    lcd.print(" Vcell: "); //Sacamos por la pantalla Vcell:

    lcd.print(x);
    lcd.print("V ");

    lcd.setCursor(0,1); //Vamos a la segunda línea

    lcd.print(" %Vcell: ");

    lcd.print(y);

    lcd.print("% ");
}

void PantallaFin()
{
    lcd.setBacklightPin(3,POSITIVE);//Esta instrucción establece que el pin 3 del display
    es el que enciende y apaga la luz de fondo

    lcd.setBacklight(1);//Con esta instrucción encendemos la luz de fondo de nuestro
    display

    lcd.home();

    lcd.print(" Bat. Cargada ");

    lcd.setCursor(0,1); //Vamos a la segunda línea
```



```
lcd.print(" Desconecte Bat. ");
}

void loop()
{
float x=medidaVcell(Vcell);
if(x<0.5)
{
PantallaSin();
}
else if (x>0.5 && x<3.6 && FlagON==0)
{
Arranque();
BarridoEncendido();
Desfase0();
CargaMax();
}
else if (x>=3.6 && FlagOFF==0 && EtapaCCII==0)
{
Desfase150();
}
else if (x>=3.6 && FlagOFF==0 && EtapaCCII==1)
{
Desfase180();
BarridoApagado();
RESTART;
```

```
}  
else  
{  
    PantallaCarga();  
}  
}
```

6.2- Extractos de hojas de características

Table 17-2. Waveform Generation Mode Bit Description⁽¹⁾

Mode	WGMn3	WGMn2 (CTCn)	WGMn1 (PWMn1)	WGMn0 (PWMn0)	Timer/Counter Mode of Operation	TOP	Update of OCRnX at	TOVn Flag Set on
0	0	0	0	0	Normal	0xFFFF	Immediate	MAX
1	0	0	0	1	PWM, Phase Correct, 8-bit	0x00FF	TOP	BOTTOM
2	0	0	1	0	PWM, Phase Correct, 9-bit	0x01FF	TOP	BOTTOM
3	0	0	1	1	PWM, Phase Correct, 10-bit	0x03FF	TOP	BOTTOM
4	0	1	0	0	CTC	OCRnA	Immediate	MAX
5	0	1	0	1	Fast PWM, 8-bit	0x00FF	BOTTOM	TOP
6	0	1	1	0	Fast PWM, 9-bit	0x01FF	BOTTOM	TOP
7	0	1	1	1	Fast PWM, 10-bit	0x03FF	BOTTOM	TOP
8	1	0	0	0	PWM, Phase and Frequency Correct	ICRn	BOTTOM	BOTTOM
9	1	0	0	1	PWM, Phase and Frequency Correct	OCRnA	BOTTOM	BOTTOM
10	1	0	1	0	PWM, Phase Correct	ICRn	TOP	BOTTOM
11	1	0	1	1	PWM, Phase Correct	OCRnA	TOP	BOTTOM
12	1	1	0	0	CTC	ICRn	Immediate	MAX
13	1	1	0	1	(Reserved)	–	–	–
14	1	1	1	0	Fast PWM	ICRn	BOTTOM	TOP
15	1	1	1	1	Fast PWM	OCRnA	BOTTOM	TOP

Note: 1. The CTCn and PWMn1:0 bit definition names are obsolete. Use the WGMn2:0 definitions. However, the functionality and location of these bits are compatible with previous versions of the timer.

For detailed timing information refer to “Timer/Counter Timing Diagrams” on page 152.

17.9.1 Normal Mode

The simplest mode of operation is the *Normal mode* (WGMn3:0 = 0). In this mode the counting direction is always up (incrementing), and no counter clear is performed. The counter simply overruns when it passes its maximum 16-bit value (MAX = 0xFFFF) and then restarts from the BOTTOM (0x0000). In normal operation the *Timer/Counter Overflow Flag* (TOVn) will be set in the same timer clock cycle as the TCNTn becomes zero. The TOVn Flag in this case behaves like a 17th bit, except that it is only set, not cleared. However, combined with the timer overflow interrupt that automatically clears the TOVn Flag, the timer resolution can be increased by software. There are no special cases to consider in the Normal mode, a new counter value can be written anytime.

The Input Capture unit is easy to use in Normal mode. However, observe that the maximum interval between the external events must not exceed the resolution of the counter. If the interval between events are too long, the timer overflow interrupt or the prescaler must be used to extend the resolution for the capture unit.

The Output Compare units can be used to generate interrupts at some given time. Using the Output Compare to generate waveforms in Normal mode is not recommended, since this will occupy too much of the CPU time.

17.9.2 Clear Timer on Compare Match (CTC) Mode

In *Clear Timer on Compare* or CTC mode (WGMn3:0 = 4 or 12), the OCRnA or ICRn Register are used to manipulate the counter resolution. In CTC mode the counter is cleared to zero when the counter value (TCNTn) matches either the OCRnA (WGMn3:0 = 4) or the ICRn (WGMn3:0 = 12). The OCRnA or ICRn define the top value for the

17.11 Register Description

17.11.1 TCCR1A – Timer/Counter 1 Control Register A

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x80)	COM1A1	COM1A0	COM1B1	COM1B0	COM1C1	COM1C0	WGM11	WGM10	TCCR1A
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

17.11.2 TCCR3A – Timer/Counter 3 Control Register A

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x90)	COM3A1	COM3A0	COM3B1	COM3B0	COM3C1	COM3C0	WGM31	WGM30	TCCR3A
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

17.11.3 TCCR4A – Timer/Counter 4 Control Register A

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0xA0)	COM4A1	COM4A0	COM4B1	COM4B0	COM4C1	COM4C0	WGM41	WGM40	TCCR4A
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

17.11.4 TCCR5A – Timer/Counter 5 Control Register A

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x120)	COM5A1	COM5A0	COM5B1	COM5B0	COM5C1	COM5C0	WGM51	WGM50	TCCR5A
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

- Bit 7:6 – COMnA1:0: Compare Output Mode for Channel A
- Bit 5:4 – COMnB1:0: Compare Output Mode for Channel B
- Bit 3:2 – COMnC1:0: Compare Output Mode for Channel C

The COMnA1:0, COMnB1:0, and COMnC1:0 control the output compare pins (OCnA, OCnB, and OCnC respectively) behavior. If one or both of the COMnA1:0 bits are written to one, the OCnA output overrides the normal port functionality of the I/O pin it is connected to. If one or both of the COMnB1:0 bits are written to one, the OCnB output overrides the normal port functionality of the I/O pin it is connected to. If one or both of the COMnC1:0 bits are written to one, the OCnC output overrides the normal port functionality of the I/O pin it is connected to. However, note that the Data Direction Register (DDR) bit corresponding to the OCnA, OCnB or OCnC pin must be set in order to enable the output driver.

When the OCnA, OCnB or OCnC is connected to the pin, the function of the COMnx1:0 bits is dependent of the WGMn3:0 bits setting. Table 17-3 on page 155 shows the COMnx1:0 bit functionality when the WGMn3:0 bits are set to a normal or a CTC mode (non-PWM).

- **Bit 2:0 – CSn2:0: Clock Select**

The three clock select bits select the clock source to be used by the Timer/Counter, see [Figure 17-10](#) and [Figure 17-11](#) on page 152.

Table 17-6. Clock Select Bit Description

CSn2	CSn1	CSn0	Description
0	0	0	No clock source. (Timer/Counter stopped)
0	0	1	clk _{IO} /1 (No prescaling)
0	1	0	clk _{IO} /8 (From prescaler)
0	1	1	clk _{IO} /64 (From prescaler)
1	0	0	clk _{IO} /256 (From prescaler)
1	0	1	clk _{IO} /1024 (From prescaler)
1	1	0	External clock source on Tn pin. Clock on falling edge
1	1	1	External clock source on Tn pin. Clock on rising edge

If external pin modes are used for the Timer/Counter, transitions on the Tn pin will clock the counter even if the pin is configured as an output. This feature allows software control of the counting.

17.11.9 TCCR1C – Timer/Counter 1 Control Register C

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0xB2)	FOC1A	FOC1B	FOC1C	–	–	–	–	–	TCCR1C
Read/Write	W	W	W	R	R	R	R	R	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

17.11.10 TCCR3C – Timer/Counter 3 Control Register C

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0xB2)	FOC3A	FOC3B	FOC3C	–	–	–	–	–	TCCR3C
Read/Write	W	W	W	R	R	R	R	R	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

17.11.11 TCCR4C – Timer/Counter 4 Control Register C

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0xA2)	FOC4A	FOC4B	FOC4C	–	–	–	–	–	TCCR4C
Read/Write	W	W	W	R	R	R	R	R	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

17.11.12 TCCR5C – Timer/Counter 5 Control Register C

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x122)	FOC5A	FOC5B	FOC5C	–	–	–	–	–	TCCR5C
Read/Write	W	W	W	R	R	R	R	R	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

- **Bit 7 – FOCnA: Force Output Compare for Channel A**
- **Bit 6 – FOCnB: Force Output Compare for Channel B**
- **Bit 5 – FOCnC: Force Output Compare for Channel C**

The FOCnA/FOCnB/FOCnC bits are only active when the WGMn3:0 bits specifies a non-PWM mode. When writing a logical one to the FOCnA/FOCnB/FOCnC bit, an immediate compare match is forced on the waveform generation unit. The OCnA/OCnB/OCnC output is changed according to its COMnx1:0 bits setting. Note that the

18.4 Register Description

18.4.1 GTCCR – General Timer/Counter Control Register

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
0x23 (0x43)	TSM	–	–	–	–	–	PSRASY	PSRSYNC	GTCCR
Read/Write	R/W	R	R	R	R	R	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

- **Bit 7 – TSM: Timer/Counter Synchronization Mode**

Writing the TSM bit to one activates the Timer/Counter Synchronization mode. In this mode, the value that is written to the PSRASY and PSRSYNC bits is kept, hence keeping the corresponding prescaler reset signals asserted. This ensures that the corresponding Timer/Counters are halted and can be configured to the same value without the risk of one of them advancing during configuration. When the TSM bit is written to zero, the PSRASY and PSRSYNC bits are cleared by hardware, and the Timer/Counters start counting simultaneously.

- **Bit 0 – PSRSYNC: Prescaler Reset for Synchronous Timer/Counters**

When this bit is one, Timer/Counter0, Timer/Counter1, Timer/Counter3, Timer/Counter4 and Timer/Counter5 prescaler will be Reset. This bit is normally cleared immediately by hardware, except if the TSM bit is set. Note that Timer/Counter0, Timer/Counter1, Timer/Counter3, Timer/Counter4 and Timer/Counter5 share the same prescaler and a reset of this prescaler will affect all timers.

DOCUMENTO 5

PLANOS

DOCUMENTO 6

PRESUPUESTO

8- Presupuesto

Para realizar en presupuesto debemos analizar las diferentes partidas, que son la mano de obra, el coste de los materiales, el puesto de trabajo y los costes indirectos.

8.1- Mano de obra directa

Para realizar este trabajo se precisa de un ingeniero que diseñe el circuito, el programa del cargador y preparar y probar la placa.

Puesto	Sueldo bruto (€/h)	Horas de trabajo (h)	Total
Ingeniero	12,55	175	2.196,25€

Figura xx: Coste de MOD

Por lo que tenemos uno *Coste por MOD* = 2.196,25€

8.2- Coste de materiales

La compra de los componentes necesarios para realizar el cargador de baterías esta desglosado en la siguiente tabla:

Material	Unidades	Precio/ud (IVA inc.)	Precio total
Arduino MEGA2560	1	33,62	33,62
Transistor MOSFET SPA11N60C3	4	2,52	10,08
Transistor MOSFET BSC027N04LS	2	1,35	2,70
Bobina ETD34-3C96	1	4,18	4,18
Bobina doblador	1	3,25	3,25
Condensador electrolítico 470uF	2	1,32	2,64
Condensador electrolítico 33uF	2	0,63	1,26
Condensador cerámico 22pF	4	0,25	1,00
Disipador de potencia	6	2,24	13,44
Placa PCB	1	10,1	10,10
Driver IR1111	2	2,47	4,94
Resistencia 10Ω	4	0,1	0,40
Diodo	6	0,23	1,38
			88,99

Figura xx: Coste de materiales

Por lo que para una unidad de cargador tenemos: *Coste materiales* = 88.99€

8.4- Puesto de trabajo

Para realizar el diseño, montaje y pruebas necesarias para realizar el proyecto necesitamos surtir nuestro puesto de trabajo de las siguientes herramientas:

Equipo	Precio Total (€)
Osciloscopio Digital Tektronix TDS2022C	21.317,00
Ordenador	1.219,99
Soldador	37,22
Polímetro	39,95
Microfresadora	255,49
Aplicadores y Herramientas PCB	198,20
Soporte de trabajo de soldadura	76,10
Insoladora UV Doble Cara	670,00
Rack para PCBs	31,51
Fuente de alimentación	6.436,72
Puntas y Repuestos	320,00
	30.404

Figura xx: Coste de materiales

A este coste en materiales hay que sumar los gastos energéticos que se producen durante las horas trabajadas:

$$\text{Gasto energético} = 0,54\text{€} \cdot 175h = 94,50\text{€}$$

Y por otro lado tenemos que tener en cuenta la vida de estos equipos para la amortización. Se estima que la vida de estos equipos es de 8 años. Por lo que si el proyecto nos ha llevado 4 meses tenemos que los gastos de amortización son:

$$\text{Gastos de amortización} = \frac{4 \text{ meses} \cdot 30.404\text{€}}{96 \text{ meses}} = 1.266,83\text{€}$$

Aunque el software utilizado para el diseño son gratuitas (Arduino IDE y LT Spice IV) las licencias del sistema operativo y de procesador de texto tienen estos costes:

$$\text{Gastos de licencias} = 172,15\text{€}$$

$$\text{Gastos Puesto de trabajo} = 94,50 + 1.266,83 + 172,15 = 1533,48\text{€}$$

8.4- Costes indirectos

8.4.1- Mano de obra indirecta

En proyectos de investigación el *MOD* está en torno al 20% del presupuesto anual. Si suponemos que el presupuesto del departamento es de 20.000€ obtenemos un valor:

$$MOI = Presupuesto\ Anual\ MOI \cdot \frac{MOD_{TRABAJO}}{Presupuesto\ Anual\ MOD} = 20.000 \cdot 20\% = 4.000\text{€}$$

8.4.2- Gastos generales

Los gastos generales también dependen del coste de *MOD*, así que suponiendo que los gastos generales de un departamento son 5.000€ tenemos unos gastos de

$$GG = Gasto\ Anual\ GG \cdot \frac{MOD_{TRABAJO}}{Presupuesto\ Anual\ MOD} = 5.000 \cdot 20\% = 1.000\text{€}$$

8.3.3- Gastos sociales

Por último se tienen los gastos sociales, que tienen asociados los costes de *MOD* y *MOI*. Suponiendo unos gastos sociales de 10.000€

$$GS = Gasto\ Anual\ GS \cdot \frac{(MOD + MOI)_{TRABAJO}}{Presupuesto\ Anual\ (MOD + MOI)}$$
$$GS = 10.000 \cdot \frac{(2.196,25 + 4.000)}{\left(\frac{2.196,25}{20\%} + 20.000\right)} = 2.000\text{€}$$

8.2- Presupuesto total

Por lo que sumando los valores de todas las partidas anteriores obtendremos el coste del trabajo.

$$Coste\ Total = MOD + Materiales + Puesto\ de\ trabajo + MOI + GG + GS$$

$$Coste\ Total = 2.196,25 + 88,99 + 1.533,38 + 4.000 + 1.000 + 2.000$$

$$Coste\ Total = 10.818,62\text{€}$$

DOCUMENTO 7

CONCLUSIONES

9- Conclusiones

Se ha presentado un cargador rápido para baterías LiFePO₄ que teóricamente demuestra ser adecuado para hacer frente a todo el perfil de carga, ya que puede suministrar desde 9.2 A hasta 2.3 A. El cargador combina la capacidad de alta corriente del convertidor resonante de dos fases, utilizando componentes de bajo costo, junto con el control de fase a una frecuencia de conmutación constante. Con el rectificador síncrono y el doblador de corriente aumenta el rendimiento, resultando muy constante en toda la secuencia de carga. La batería se ha modelado y se ha demostrado que el convertidor puede manejar la intensidad requerida por la batería para mejorar la velocidad de carga y el ciclo de vida de la batería.

A través de las simulaciones con LTspice IV vemos que el convertidor es un diseño acertado para la carga de baterías, pero por otro lado teníamos como objetivo la implementación del sistema utilizando la plataforma Arduino ya que nos permite reducir los componentes a utilizar. Este microcontrolador nos permite generar las señales de mando de los MOSFETs y controlar con precisión la carga de la batería, pero no nos da la resolución de trabajo necesaria cuando tenemos que realizar los controles de fase de forma suave.

El proceso de búsqueda de información y aprendizaje del uso de este tipo de microcontroladores no es diferente al de otro tipo en cuanto a dificultad. He tenido que aprender cómo funcionaban los registros para configurar el microcontrolador y que funcionase de la forma esperada. Una vez conseguido esto he tenido que aprender a acondicionar las señales de forma que el microcontrolador trabajara de forma eficiente.

La plataforma Arduino no es lo suficiente potente para realizar los desfases precisos cuando trabajamos en altas frecuencias, si bien es perfectamente válida para realizar trabajos que no requieran de esta precisión en altas frecuencias o que lo requieran en bajas.

DOCUMENTO 8

BIBLIOGRAFÍA

10- Bibliografía

[1] Acuerdo de París (2015)

https://ec.europa.eu/clima/policies/international/negotiations/paris_es

[2] Web Ministerio Transición Ecológica

<http://www.lccte.gob.es/Paginas/index.aspx#inicio>

[3] I.S. Carrasco "Baterías de litio polimero"

<https://es.scribd.com/doc/22631266/BATERIAS-DE-LITIO>

[4] Historia de la pila

https://es.wikipedia.org/wiki/Historia_de_la_pila

[5] Estudio y fabricación de una batería ácido plomo

http://www.utm.mx/edi_anteriores/temas61/T61_1E3_Estudio_y_fabricacion_bateria.pdf

[6] Baterias coches electricos

<https://www.race.es/como-son-baterias-coches-electricos>

[7] Baterias Ni-Cd

<https://www.electronicafacil.net/tutoriales/Baterias-Ni-Cd.php>

[8] Ventajas baterias litio

<http://www.hybridsteingroup.com/ventajas-baterias-linadium/>

[9] C. Pena, "Estudio de baterias para vehiculos electricos", (2011)

<http://hdl.handle.net/10016/11805>

[10] C. Branas, F.J. Azcondo, R. Casanueva, "A Generalize Study of Multiphase Parallel Resonant Inverters for High-Power Applications", Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE transactions on, Vol. 55, no7, pp2128-2138, Aug. 2008.

doi: 10.1109/TCSI.2008.916704

[11] C. Branas, J. Viera, R. Sanchez, F.J. Azcondo, M. Gonzalez (2015). Multiphase resonant converter for battery charger applications. Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology. 2015. 1088-1093. Doi:10.1109/ICIT.2015.7125242

[12] P. Argos, "Encendido por control de fase de balastro electrónico que alimenta lámparas de alta intensidad de descarga en baja frecuencia" (2013)

<http://hdl.handle.net/10902/1817>

[13] M. Pérez, "Electrónica Industrial: Rectificadores" (2016)

http://profesores.elo.utfsm.cl/~mpl/wp-content/uploads/2016/08/elo381_capitulo_03_rectificadores.pdf

[14] A. Navarro "Control Digital de Convertidores Resonantes y Rectificación Síncrona para Fuentes de Alimentación de Soldadura por Arco Eléctrico" (2012)

<https://repositorio.unican.es/xmlui/bitstream/handle/10902/3074/357857.pdf>

[15] G. Hua, Y. Jiang, "self driven synchronous rectification scheme" (2003)

<https://patents.google.com/patent/US6563719B1/en>

[16] C. Brañas, D. Anseán, J. C. Viera, R. Casanueva, F. J. Azcondo and M. González, "Fast Battery Charger for High Power LiFePO₄ Cells," 2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Padua, 2018, pp. 1-8.

doi: 10.1109/COMPEL.2018.8460082

[17] D. Anseán, M. González, J. C. Viera, V. M. García, C. Blanco, M. Valledor, "Fast charging technique for high power lithium iron phosphate batteries: A cycle life analysis," J. Power Sources, vol. 239, pp. 9–15, 2013.

doi.org/10.1016/j.jpowsour.2013.03.044

[18] D. Anseán et al., "Fast charging technique for high power LiFePO₄ batteries: A mechanistic analysis of aging," J. Power Sources, vol. 321, pp. 201–209, Jul. 2016.

DOI: 10.1016/j.jpowsour.2016.04.140

[19] M. Chen and G. A. Rincón-Mora, "Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I-V Performance," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 21, pp. 504-511, June 2006.

doi: 10.1109/TEC.2006.874229

[20] A. Jossen, "Fundamentals of battery dynamics," J. Power Sources, vol.154, no. 2, pp. 530–538, Mar. 2006.

DOI: [10.1016/j.jpowsour.2005.10.041](https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2005.10.041)

[21] Laszlo Huber, Milan M. Jovanovic, "Forward-Flyback Converter with Current-Doubler Rectifier: Analysis, Design, and Evaluation Results" IEEE Trans. on Power Elect., Vol.14, No.1, January 1999. pp. 184-192.

DOI: [10.1109/63.737607](https://doi.org/10.1109/63.737607)

[22] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Second Edition. Springer Science+Business Media, LLC. 2001.

https://eleccompengineering.files.wordpress.com/2015/01/fundamentals-of-power-electronics_2nd_erickson_full.pdf

[23] - M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, Resonant Power Converters. Second Edition. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2011.

<http://www.gbv.de/dms/ilmenau/toc/633910724.PDF>

Página Web Arduino

www.arduino.cc

Página componentes Mouser

www.mouser.es

